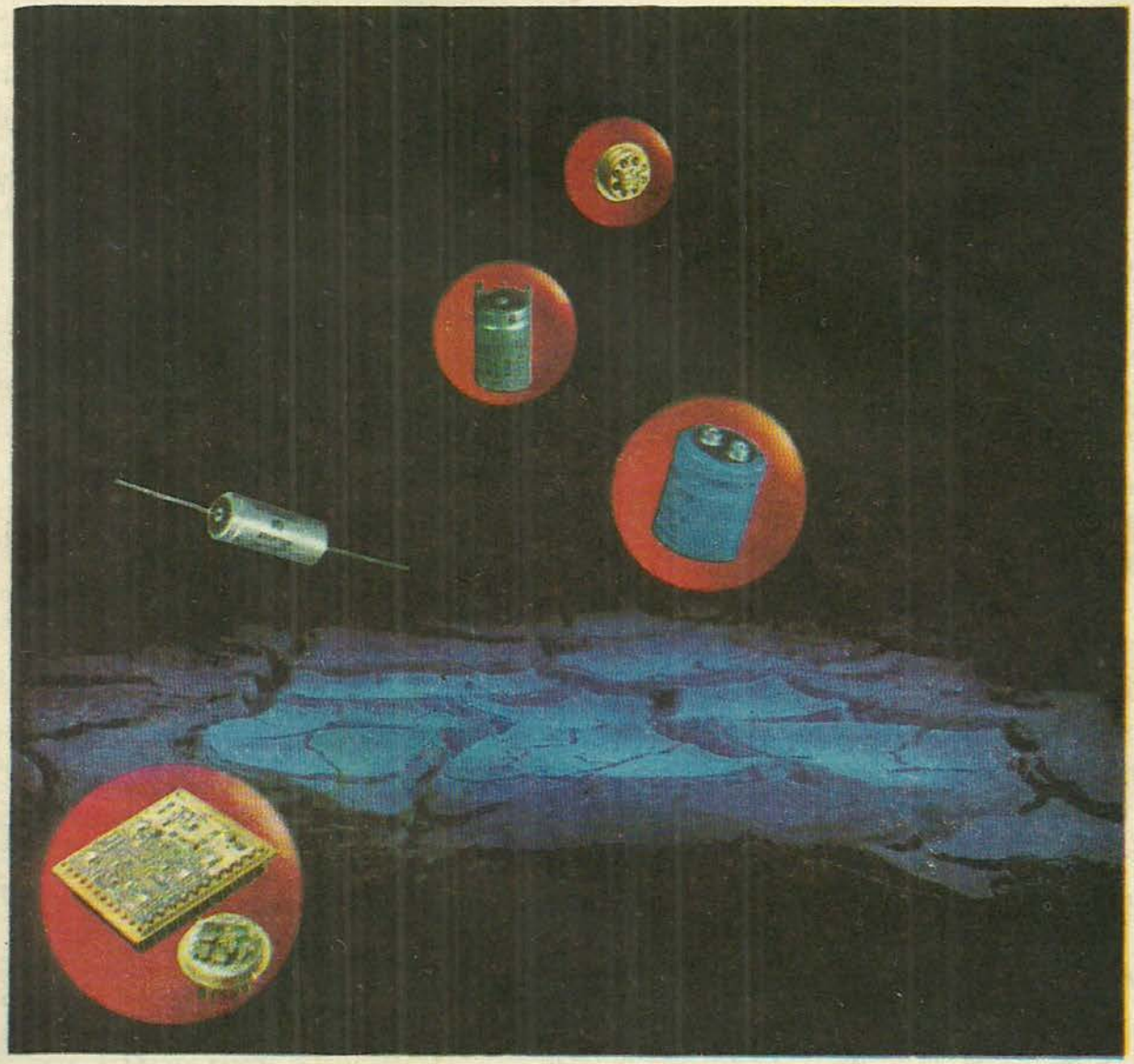
# electronistul

PUBLICAŢIE DE ORIENTARE PROFESIONALĂ, CONSTRUCŢII ELECTRONICE,
INIŢIERE, RECICLARE, SERVICE - DEPANARE NR.19



REDRESOARE "IDEALE"

BAZĂ DE TIMP DE 1S

N.R. REDUCĂTOR DE ZGOMOT

JOC DE LUMINI

AMPLIFICATOR AF DE 40W

ANTENĂ UUS DE MARE EFICIENŢĂ

# SUMAR

## SUMAR NR. 19


**TELECOMUNICAŢII**

¤ Terminale pentru telecomunicaţii . . . . . pag. 1

**LABORATOR**

¤ Consideraţii privind proiectarea cu circuite integrate CMOS . . . . . pag. 4

**AMC**

¤ Redresoare "ideale" . . . . . pag. 5

¤ Bază de timp de 1s . . . . . pag. 7

**HI-FI**

¤ N.R. - Reducător de zgomot . . . . . pag. 8

¤ Amplificator AF de 40W . . . . . pag.10

**AUTOMATIZĂRI**

¤ Joc de lumini . . . . . pag.12

¤ Aprinderea şi stingerea lentă a becurilor . . . . . pag.15

**RADIO**

¤ Antenă UUS de mare eficienţă . . . . . pag.17

¤ Multiplicator de frecvenţă cu generator autoblocat . . . . . pag.20

**VIDEO - TV**

¤ Televizor color SHARP - service . . . . . pag.22

¤ Sisteme de suprimare a spotului la deconectarea receptoarelor TV de la reţea . . . . . pag.24


Apelăm pe această cale la doritorii ce vor să publice în paginile revistei să ne trimită articole încadrabile în specificul nostru.

Drepturile de autor vor fi formate din tarifele legale, plus prime stimulative provenite din beneficiul revistei şi se vor încadra, în general, conform criteriilor de mai jos:

**a)** 16.000 ÷ 20.000 lei articol cu o contribuţie originală, deosebită, care conţine scheme, cablaje, detalii constructive şi are o întindere de minim 2 pagini, din care cel puţin 70% text;

**b)** 13.000 ÷ 16.000 lei articol de sinteză cu bibliografie din care a rezultat o configuraţie originală cu conţinutul conform pct. a);

**c)** 10.000 ÷ 13.000 articol cu schemă, cablaj, detalii constructive, rezultat ca o aplicaţie directă a unor configuraţii de bază (amplificator, generator, mixer, numărător, temporizator, etc.) şi întindere conform pct. a);

**d)** 9.000 ÷ 12000 lei articol cu o schemă originală şi o întindere de minim o pagină cu cel putin 70% text;

**e)** 9.000 ÷ 12000 lei articole prelucrate după cele apărute în alte reviste, străine sau româneşti şi avînd întinderea de o pagină cu 70% text;

**f)** 9.000 ÷ 12000 lei articol de informare tehnică cu întinderea de o pagină.

Aşteptăm scrisorile dvs. pe adresa: **Bucureşti, căsuţa poştală 5-51.** Eventual, menţionaţi şi un număr de telefon la care puteţi fi contactaţi. Materialele sosite la redacţie şi care nu întrunesc condiţiile de publicare nu se returnează autorului.


ATENŢIE

**Editura ELECTRONISTUL vă pune la dispoziţie spaţiu publicitar în cadrul revistei şi vă asigură realizarea de cărţi tehnice, prospecte, materiale de reclamă, cataloage, manuale de utilizare pentru produsele dumneavoastră. Realizarea acestora include traducerea în româneşte sau în orice altă limbă străină, tehnoredactare, tipărire şi distribuire.**

**Aşteptăm oferte la CP 5-51 Bucureşti**



**Conform reglementărilor în vigoare este necesar acordul editurii "Electronistul" dacă materialele cuprinse în revistă sunt preluate pentru republicare în cărţi, reviste, almanahuri, agende, etc., sau realizarea de subansamble, dispozitive sau produse destinate a fi comercializate în vederea obţinerii de beneficii.**



## COLEGIUL DE REDACŢIE

- Andrian Nicolae (redactor-şef)
- Gabriel Herţoiu, Radu Minciunescu, Petre Nicolae, Stan Sergiu, Simion Stanciu (redactori principali de rubrică)
- Adrian Dumitru (grafică, design, reclamă)
- Cănănău Voiţă Corneliu (editare şi tehnoredactare)
- Mariana Nicolae (desen tehnic)
- Stan Sergiu (director)



electronistul®

# REDRESOARE "IDEALE"

Ing. Şerban Naicu

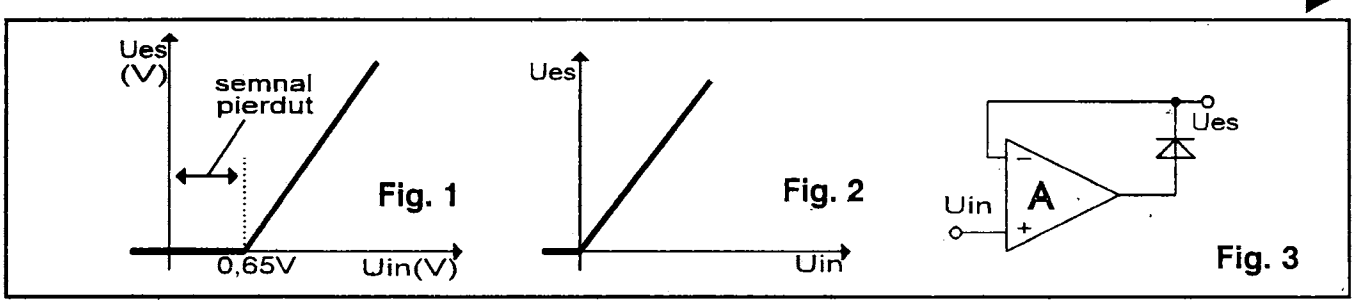
Redresoarele monofazate folosite curent în activitatea practică conţin o diodă redresoare pentru redresarea monoalternanţă sau două diode pentru redresarea bialternanţă (patru diode în cazul redresării în punte). Aceste genuri de redresoare sacrifică o parte din semnal care "cade" pe dioda sau diodele în conducţie.

Deci, cca. 0,65 V sau chiar 1,3 V (la redresoarele în punte, cu diode cu siliciu) se pierd din semnalul util. Dacă la marea majoritate a aplicaţiilor acest lucru nu deranjează, există anumite cazuri cînd pierderea de semnal util este inacceptabilă (dispozitive de urmărire a semnalelor sau prelucrări de semnale mici unde pierderea respectivă este importantă, etc.).

Să vedem de unde provine imperfecţiunea respectivă şi cum ar putea fi remediată. Caracteristica ieşire-intrare a unui astfel de redresor arată ca în fig. 1 (este de fapt caracteristica unei diode redresoare). Se observă că această caracteristică nu porneşte din origine ci dintr-un punct situat la 0,65 V pe axa absciselor, aceasta fiind cauza pierderii de semnal util. Ca urmare ar fi necesară o caracteristică arătată în fig. 2.

Pentru a realiza un redresor de precizie (practic cu pierdere "zero" de semnal) se utilizează un amplificator operaţional cu o diodă redresoare în bucla sa de reacţie (fig. 3). Pierderile de semnal vor fi cu atît mai mici cu cît amplificarea în buclă deschisă a operaţionalului este mai mare. Montajul din fig. 3 simulează funcţia de diodă "ideală". Semnalul de la intrarea neinversoare a operaţionalului va fi în fază cu semnalul de ieşire. Circuitul din fig. 3 prezintă totuşi unele neajunsuri. Astfel, într-o semiperioadă amplificatorul operaţional lucrează în buclă închisă şi asigură la ieşire o impedanţă mică, dar în cealaltă semiperioadă (alternanţa negativă) amplificatorul este în buclă deschisă (dioda fiind blocată).

Pentru înlăturarea acestor limitări se utilizează montajul din fig. 4 (circuit de redresare




sunt în situaţia de a se distruge datorită fenomenului de agăţare care se declanşează. Se pot conecta rezistenţe în serie cu aceste intrări (sau ieşiri) pentru limitarea curentului, dar efectul introducerii rezistenţei se răsfrânge şi asupra vitezei şi protecţiei la zgomot a circuitelor.

Alt caz frecvent este aplicarea unei tensiuni mai mari decât cea de alimentare a circuitelor. Împotriva acestui pericol este utilă folosirea diodelor externe, preferabil Schottky, aşa cum s-a descris la paragraful consacrat cablului panglică.

Pentru o protecţie mai bună, acolo unde condiţii severe de siguranţă o cer, diodele de protecţie se conectează la tensiuni decalate cu 0,7V faţă de tensiunile sursei de alimentare, ca în fig. 10. Aceste diode vor conduce înaintea părţii de intrare (ieşire) a circuitului pentru care există condiţia de apariţie a supratensiunii. Astfel prin structura de intrare (ieşire) a circuitului nu va trece nici un curent şi nu se va produce străpungerea. Tensiunile de referinţă sunt astfel alese pentru a se putea folosi diode obişnuite care sunt mai ieftine decât cele Schottky.

## Circuite integrate şi analogice în acelaşi echipament

De obicei circuitele integrate analogice au tensiuni de alimentare diferite de cele digitale. Să luăm un exemplu cuprinzând un comparator $\beta$M 339 alimentat simetric la $\pm$10V şi un circuit inversor MMC 4049 alimentat la +10V ca în fig. 11.

Atunci când ieşirea comparatorului trece în "0" logic el va trage intrarea circuitului digital sub $V_{SS}$ (0V). Dacă comparatorul poate debita suficient curent atunci se declanşează "agăţarea" circuitului CMOS Prevenirea acestui fenomen se face prin conectarea în serie cu intrarea circuitului digital a unei rezistenţe de limitare, $R_1$. Nu se recomandă în acest caz folosirea diodelor de protecţie pe intrare. O soluţie mai bună este folosirea unui divizor rezistiv ca în fig. 11 cu $R_1=R_2$. Când comparatorul are "0" la ieşire, divizorul va avea 20V la capetele lui. Jumătate din această tensiune se va regăsi pe fiecare din rezistoare astfel încât pe intrarea digitală va fi o tensiune de 0V. Când comparatorul trece în "1" logic, prin divizor nu circulă nici un curent astfel încât intrarea digitală sare la $V_{DD}$. Cum intrarea CMOS are o impedanţă foarte mare valoarea acestor rezistoare poate fi suficient de mare (>100K$\Omega$) pentru a minimiza pierderile de putere.

## Concluzii

În mod normal, în scheme nepretenţioase, circuitele CMOS nu vor pune probleme utilizatorilor. Totuşi, în practică, în scheme mai complexe, pot apare probleme dacă nu se iau măsurile de precauţie necesare. Pentru a veni în sprijinul celor ce proiectează astfel de scheme s-au detaliat unele probleme care pot duce la apariţia fenomenului de agăţare (latch-up) precum şi metode de evitare a lui. ♦

monoalternanţă). Să urmărim funcţionarea acestui circuit. La intrare se aplică un semnal sinusoidal. În semialternanţa pozitivă (la intrare) se va obţine la ieşire un semnal negativ (datorită faptului că s-a folosit intrarea inversoare). Până când tensiunea de la ieşirea operaţionalului nu atinge tensiunea de deschidere a diodelor, amplificatorul rămâne în buclă deschisă. Se consideră amplificatorul operaţional $\beta$A 741 cu o amplificare în buclă deschisă de 200.000 şi tensiunea de deschidere a diodelor (cu siliciu) de 0,65 V. Rezultă că potenţialul aplicat la intrare pentru ca ieşirea amplificatorului A să ajungă la valoarea de 0,65 V va fi: 0,65 : 200.000 = 3,2 $\mu$V. Deci pierderea de semnal (instabilitatea montajului) va fi de 3,2 $\mu$V (practic zero).

În momentul în care potenţialul la ieşirea operaţionalului atinge tensiunea de deschidere a diodei $D_1$, bucla de reacţie se închide şi amplificatorul operaţional se comportă ca un amplificator inversor cu amplificarea ($-R_2/R_1$, rezistenţele fiind egale) unitară. La ieşirea circuitului se va culege o tensiune egală cu cea de la intrare, dar cu semn schimbat.

Pe perioada semialternanţei negative, la ieşirea amplificatorului se va obţine o tensiune pozitivă. $D_2$ va conduce şi se va închide bucla de reacţie, iar $D_1$ va fi blocată. La ieşirea montajului (anodul $D_1$) se va obţine potenţial zero. Formele de undă sunt reprezentate în fig. 5.

Pentru a se putea obţine un redresor dublă alternanţă, la circuitul anterior se va adăuga un circuit sumator, ca în fig. 6.

Pentru a obţine funcţionarea corectă se vor alege rezistenţele astfel:

$R_1 = R_2 = R_5 = R_6 = 2R_4$;

$R_3 = R_7 = R_1 \,||\, R_2$

Funcţionarea primului etaj am urmărit-o anterior.

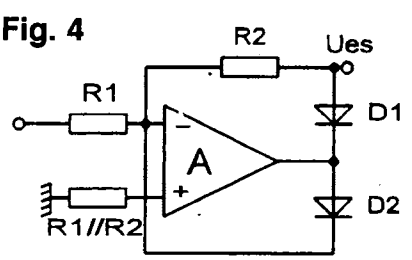
În continuare vom urmări în două secvenţe funcţionarea etajului sumator A2: în prima secvenţă când la intrarea inversoare se aplică doar semnalul din punctul B (prin intermediul lui $R_4$) şi în a doua când la intrarea inversoare se aplică numai semnalul din punctul A (de la intrare) prin intermediul lui $R_5$. Cele două semnale se aplică, de fapt, simultan la intrarea sumatorului, dar se preferă explicarea funcţionării în două secvenţe deoarece A2 va amplifica diferit cele două semnale ( datorită alegerii particulare a valorilor rezistoarelor). Astfel, semnalul venit prin $R_4$ va fi amplificat de 2 ori ($A = -R_6/R_4$), iar cel venit prin $R_5$ va avea amplificarea unitară ( $A = -R_6/R_5$). Ambele semnale vor fi inversate ca semn.

La aplicarea alternanţei pozitive la intrarea circuitului (punctul A), în anodul lui $D_1$ (punctul B) se va obţine alternanţa negativă care se va aplica la intrarea inversoare a lui A2 prin intermediul lui $R_4$. Acesta va amplifica de două ori semnalul şi îl va inversa ca semn, transformîndu-l în alternanţă pozitivă. Prin intermediul lui $R_5$ se aplică alternanţa pozitivă la intrarea inversoare a lui A2 care va fi repetată la ieşire, dar cu semn schimbat (deci alternanţă negativă). Cele două semnale obţinute în acest mod se vor aduna în A2 şi se va obţine o alternanţă pozitivă la ieşirea circuitului (punctul C).

La aplicarea alternanţei negative la intrare (punctul A), în punctul B se va obţine potenţial zero. Prin intermediul lui R5 se va aplica alternanţa negativă la intrarea inversoare a lui A2. Acesta va repeta semnalul la ieşire (punctul C), dar cu semn schimbat, deci alternanţă pozitivă.

Rezultă astfel că la aplicarea unui semnal alternativ la intrarea montajului, la ieşirea lui se va obţine semnalul redresat bialternanţă (fig. 7). ♦

Fig. 4



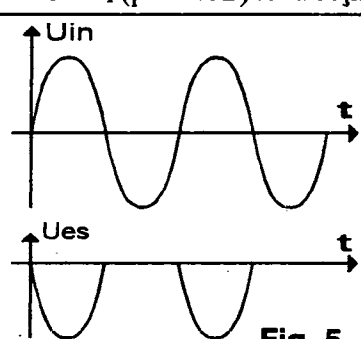




Fig. 5

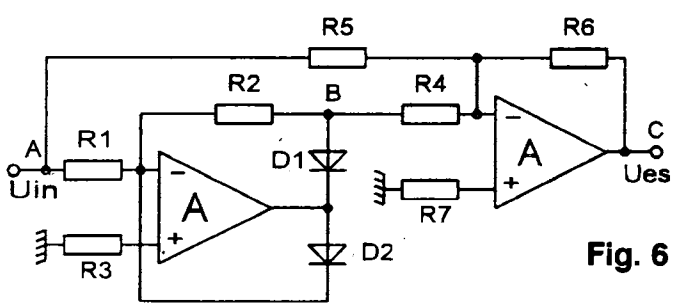
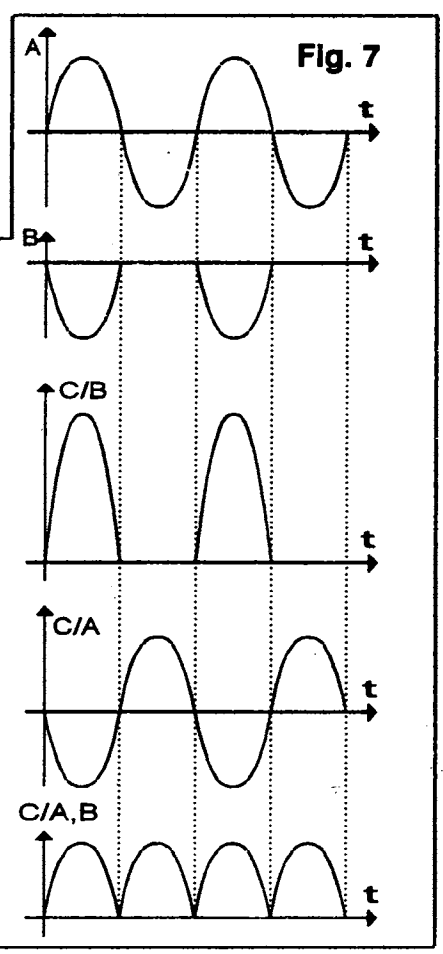



Fig. 6

Fig. 7



# BAZĂ DE TIMP DE 1S

ing. Şerban Naicu

În unele aplicaţii este necesară o bază de timp destul de precisă, dar fără a utiliza soluţii constructive sofisticate (oscilatoare termocompensate sau termostatate cu cuarţ).

Montajul prezentat în figura 1 reprezintă o bază de timp de o secundă (1KHz), fiind extrem de simplu de realizat şi conţinând în principal două circuite integrate realizate în tehnologie CMOS. Primul C.I. de tip MMC 4060, conţine un oscilator pilotat cu cuarţ şi un numărător cu transport succesiv, utilizat în acest caz ca divizor de frecvenţă cu 14 etaje. Dacă se foloseşte un cristal de cuarţ cu frecvenţa de 32,768KHz ($32768Hz=2^{15}HZ$), recuperat eventual de la un ceas digital defect, în urma divizării acestei frecvenţe în cele 14 etaje de divizare, vom obţine la ieşirea primului C.I. (pinul 3) un semnal cu frecvenţa de 2Hz. Dacă se doreşte obţinerea unui semnal de 1Hz (cu perioada de 1s) se mai adaugă o divizare suplimentară cu 2, obţinută cu ajutorul celui de-al doilea C.I. de tip MMC 4013. Acesta conţine două circuite basculante de tip D, unul singur fiind folosit în acest montaj. Semnalul obţinut la ieşirea celui de-al doilea C.I. (pinul 1) va avea frecvenţa de 1Hz.

Dacă se utilizează un rezonator cu cuarţ de 3,2768MHz, la ieşirea C.I.-1 se obţine o frecvenţă de 200Hz, iar la ieşirea C.I.-2 o frecvenţă de 100Hz.

În figura 2 sunt prezentate semnificaţiile pinilor celor două C.I. folosite.

Pentru obţinerea unei precizii maxime, se va regla cu ajutorul trimerului $C_2$ frecvenţa oscilatorului pilotat cu cuarţ exact la valoarea prescrisă (respectiv 32,768KHz sau 3,2768MHz). Citirea frecvenţei se va face cu ajutorul unui frecvenţmetru numeric avînd precizia cu cel puţin un ordin de mărime mai bună (de 10 ori) faţă de baza de timp pe care o construim.

Menţionăm că dacă se optează pentru varianta cu cuarţ de 3,2768MHz, rezistorul $R_2$ (82KΩ) nu mai este necesar, fiind înlocuit cu un şstrap.

Montajul poate fi alimentat cu o tensiune continuă cuprinsă între 3 ÷ 18V, filtrată suplimentar cu ajutorul condensatorului $C_3$.

Cablajul obţinut (figura 3) este foarte mic ($3 \times 6cm^2$), putând fi utilizat separat sau inclus într-un aparat. S-au folosit rezistoare de 0,5W, condensatorul $C_1$ este ceramic, $C_2$ ceramic ajustabil de tip disc, iar $C_3$ este cu tantal. ◆

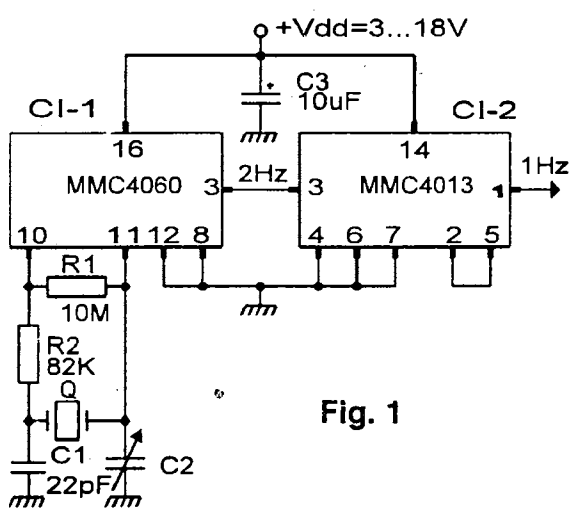
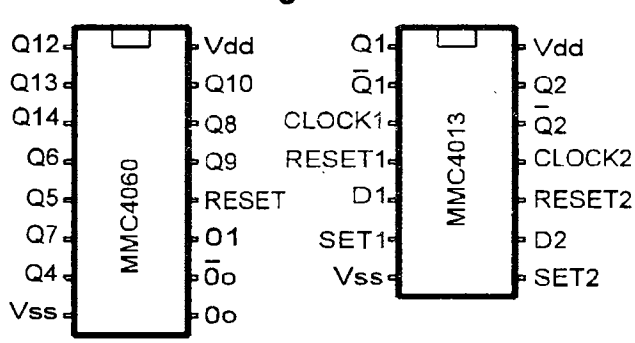



Fig. 1

Fig. 2



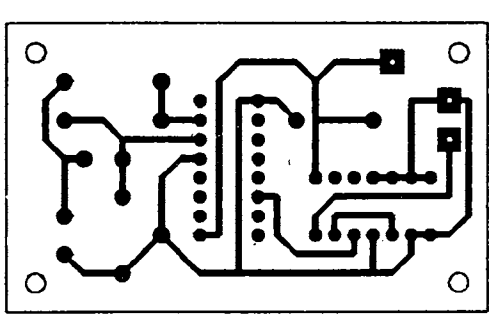
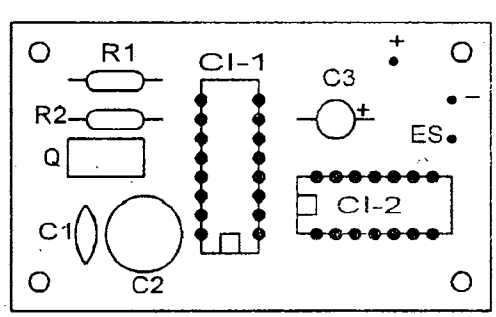



Fig. 3



# N. R. - REDUCĂTOR DE ZGOMOT

ing. Emil Marian

Montajul prezentat în această lucrare face parte din categoria reducătoarelor de zgomot care funcţionează pe principiul filtrului dinamic cu pantă variabilă. În momentul în care semnalul audio amplificat deţine un spectru redus în zona frecvenţelor înalte, iar amplitudinea componentelor de înaltă frecvenţă este mică, panta filtrului dinamic se măreşte şi în acest mod banda de audiofrecvenţă se micşorează în zona frecvenţelor înalte ($\Delta f = 4 \div 18$KHz).

Reducătorul de zgomot este deosebit de util şi în pauzele dintre două pasaje ale semnalului muzical sonor, eliminând acel fâşâit deosebit de neplăcut în timpul unei audiţii.

Reducătorul de zgomot nu acţionează atunci când componentele de frecvenţă înaltă ale programului muzical deţin o amplitudine medie - mare, lăsând nemodificată compoziţia spectrală în frecvenţă a benzii audio.

Montajul are următoarele performanţe:

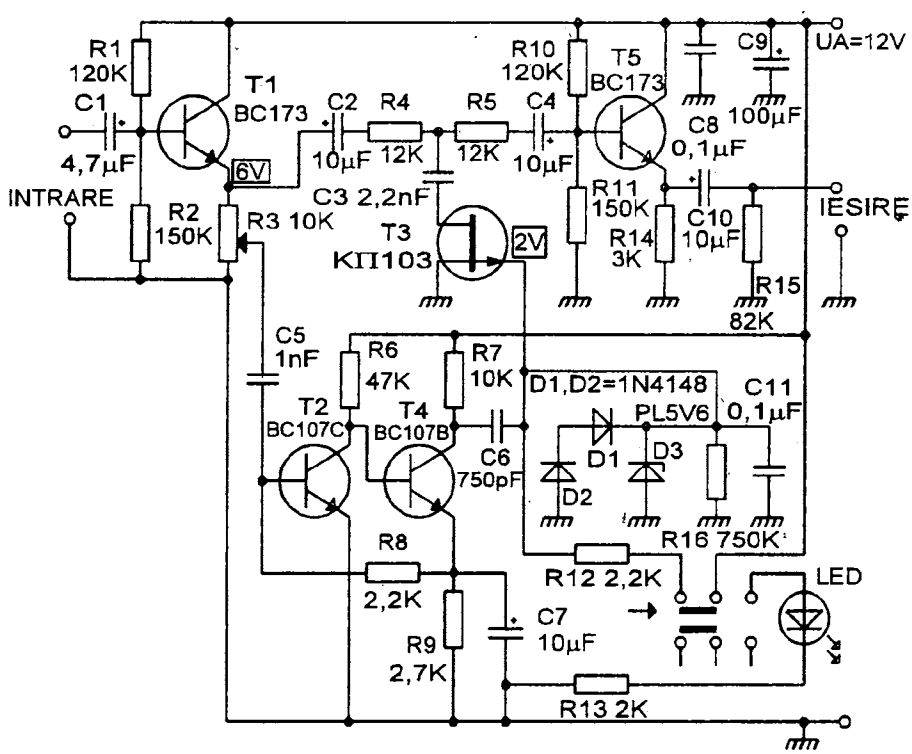
— tensiune de alimentare: $U_A = 12V$;
— tensiune de intrare: $U_i = 250mV$;
— banda de trecere: $\Delta f = 25 \div 20.000Hz$;
— atenuarea în momentul funcţionării: $A_{NR} = 10dB$;
— frecvenţa de tăiere: $f_{NR} = 4KHz$
— raport semnal/zgomot: $S/N \geq 65dB$;
— impedanţa de intrare: $Z_i = 65K\Omega$;
— impedanţa de ieşire: $Z_e = 2\Omega$;
— distorsiuni armonice totale: $THD \leq 0,2\%$;
— distorsiuni de intermodulaţie: $TID \leq 0,1\%$.

Schema electrică a reducătorului de zgomot este prezentată în fig. 1. Semnalul audio util se aplică la intrarea montajului, prin intermediul condensatorului C1 etajului de intrare, care conţine tranzistorul T1. Etajul de intrare este de tip repetor pe emitor, având rol de etaj tampon între impedanţa de ieşire a diferitelor surse de semnal şi impedanţa de intrare a reducătorului de zgomot propriu-zis.

Din emitorul tranzistorului T1, prin intermediul condensatorului C2, semnalul audio util se aplică filtrului dinamic. El este formmat din grupul R4,R5,C3,T3. Tranzistorul cu efect de câmp T3 este amplasat în cadrul montajului ca rezistenţă comandată în tensiune. În momentul în care pe grila tranzistorului T3 există un potenţial electric aseemănător cu cel al masei montajului ($U_G \approx 0$) tranzistorul se află în stare de saturaţie. Datorită acestui fapt grupul R4,R5,C3 devine un filtru trece-jos de tip T, care blochează componentele de frecvenţă înaltă ale semnalului audio util, lăsând să treacă spre ieşire doar semnalele de frecvenţă joasă şi medie. Frecvenţa de tăiere a filtrului este $f_{NR} = 4KHz$.

În momentul apariţiei unei tensiuni pozitive pe grila de comandă a tranzistorului T3, acesta se blochează şi în acest mod implică apariţia unei rezistennţe echivalente drenă-sursă de ordinul MΩ-ilor. Datorită acestui fapt, prezenţa condensatorului C3 devine nesemnificativă în ceea ce priveşte componenţa filtrului trece-jos de tip T.

Fig. 1



Urmarea imediată, este trecerea nemodificată a semnalului audio util spre ieşirea montajului, fără nici o acţiune asupra frecvenţelor înalte.

Blocul de comandă a filtrului dinamic trece-jos este este format din grupul de tranzistoare T2,T4, împreună cu componentele aferente. Condensatorul C5 împreună cu impedanţa de intrare a tranzistorului T2 realizează un filtru trece-sus. El are rolul de a selecta din spectrul semnalului audio util componentele de frecvenţă înaltă. Ele sunt amplificate de dubletul amplificator de tensiune T2,T4. Din colectorul tranzistorului T4 semnalul de frecvenţă înaltă amplificat se aplică prin intermediul condensatorului C6 unui redresor cu dublare de tensiune format din grupul D1,D2,C11. Grupul R16,C11 realizează o constantă de timp a redresorului (practic a blocului de comandă a filtrului dinamic) suficient de rapidă pentru a urmări variaţiile de nivel ale acestuia $\tau$=75ms. Constanta de timp $\tau$ a fost aleasă în urma mai multor încercări practice ale montajului, valoarea aleasă prezentând eficienţa maximă. Tensiunea continuă obţinută la bornele condensatorului C11 este proporţională cu amplitudinea instantanee a semnalelor de frecvenţă înaltă proprii semnalului audio util.

Deci un semnal audio bogat în frecvenţe înalte, care au şi o amplitudine suficient de mare determină apariţia unei tensiuni continue mari, care va bloca tranzistorul T3, deoarece grila lui de comandă este conectată galvanic la bornele condensatorului C11. În cazul unui semnal audio care nu conţine frecvenţe înalte în spectru, sau acestea sunt foarte reduse, confundându-se practic cu zgomotul de fond, tensiunea continuă de la bornele condensatorului este foarte redusă. Acest lucru implică o rezistenţă sursă-drenă mică, deci filtrul dinamic "este deschis" şi acţionează asupra semnalului audio util tocmai în zona frecvenţelor înalte, limitând practic banda de trecere utilă. În acest fel zgomotul de fond, practic acelaşi fâşâit (hiss) este complet eliminat.

De la filtrul dinamic, semnalul audio corectat este preluat prin intermediul condensatorului C4 şi aplicat în baza tranzistorului T5. El este amplasat în cadrul montajului într-o configuraţie de tip repetor pe emitor, având rolul de etaj tampon între filtrul dinamic şi ieşirea montajului. Semnalul audio corectat se preia din emitorul tranzistorului T5 şi este adus la ieşirea montajului prin intermediul condensatorului C10. Comutatorul K1 determină acţionarea filtrului dinamic (poziţia 2), funcţionarea sa fiind confirmată de aprinderea diodei LED. În momentul în care nu se doreşte intercalarea reducătorului de zgomot pe traseul semnalului audio util, se acţionează comutatorul K1 pe poziţia 1. În această poziţie filtrul dinamic este blocat prin acţiunea unei tensiuni pozitive permanente asupra grilei tranzistorului T3. În această situaţie semnalul audio util trece în permanenţă nemodificat spre ieşirea montajului, deoarece condensatorul C3 nu mai poate lucra datorită rezistenţei echivalente drenă-sursă foarte mari a tranzistorului cu efect de câmp T3.

**Realizare practică şi reglaje**

Montajul se execută pe o plăcuţă de sticlostratitex placat cu folie de cupru. La realizarea cablajului imprimat se vor lua toate măsurile care privesc realizarea unui montaj destinat a funcţiona într-un amplificator audio (traseu de masă gros de minim 3mm, lipsa buclei la masă, structură fizică de cuadripol a montajului, trasee de interconectare între componente cât mai scurte etc.).

După realizarea plăcuţei de cablaj imprimat (în varianta stereo, deoarece o audiţie HI-FI presupune din start cel puţin două canale informaţionale sonore) se plantează componentele electronice având grijă ca iniţial fiecare dintre ele să fie verificată atât electric cât şi mecanic (să nu aibă fisuri, defecte de izolaţie, terminale dezlipite etc.).

Plăcuţa cu componente urmează a fi verificată încă o dată, deoarece orice greşeală implică cel puţin nefuncţionarea montajului.

Se ştrapează intrarea montajului şi se alimentează ulterior folosind o sursă de tensiune $U_A$=+12V stabilizată şi bine filtrată. Se verifică prezenţa tensiunilor în montaj conform celor indicate pe schema electrică.

După acest lucru se întrerupe alimentarea montajului, se înlătură ştrapul de la intrare (intrări, dacă montajul este stereo) şi se interconectează într-un lanţ de amplificare audio, între ieşirea corectorului de ton şi intrarea amplificatorului audio de putere. Se aplică la intrarea complexului electroacustic unde montajul va funcţiona, un semnal care conţine doar zgomot de fond, acesta fiind sesizabil la volum mare în difuzorul complexului electroacustic. Spre exemplu, dacă NR-ul este amplasat într-un radio, se acţionează claviatura acestuia pe poziţia UUS şi se acţionează acordul pentru prinderea unui post de radio între două posturi alăturate, auzindu-se în difuzor un fâşâit caracteristic. Dacă NR-ul este amplasat într-un magnetofon, se redă o bandă magnetică ce a fost iniţial ştearsă, auzindu-se la volum mare acelaşi fâşâit caracteristic (hiss).

Se acţionează cursorul potenţiometrului semireglabil R3 în poziţia cursorul la masă. Se comută K1 pe poziţia (2) - funcţionare NR. În difuzorul incintei acustice se va auzi acel fâşâit caracteristic (la volum mare). Se acţionează cursorul potenţiometrului semireglabil cu grijă "înspre" emitorul tranzistorului T1, până ce fâşâitul din difuzor dispare. Reglajele menţionate anterior se realizează pentru fiecare canal informaţional al reducătorului de zgomot (dacă acesta s-a realizat stereo). După aceste reglaje cursorul potenţiometrului semireglabil R9 (şi pentru R'9) se rigidizează folosind o picătură de vopsea.

LED-ul (sau LED-urile) care indică funcţionarea NR-ului şi comutatorul K1 se amplasează pe panoul frontal al complexului electroacustic (magnetofon, radio, pick-up) unde acesta este montat.

Dotarea aparaturii audio cu un reducător de zgomot va îmbunătăţi substanţial calitatea audiţiei. ◆

# AMPLIFICATOR DE AUDIOFRECVENŢĂ DE 40W

ing. Emil Marian

Realizarea unor amplificatoare operaţionale performante în producţia de serie autohtonă a făcut posibilă abordarea unor montaje complexe, ale căror caracteristici esenţiale sunt construcţia practică simplă alături de obţinerea unor performanţe electrice foarte bune. Din această categorie face parte şi amplificatorul audio de putere prezentat în această lucrare. Performanţele montajului sunt următoarele:

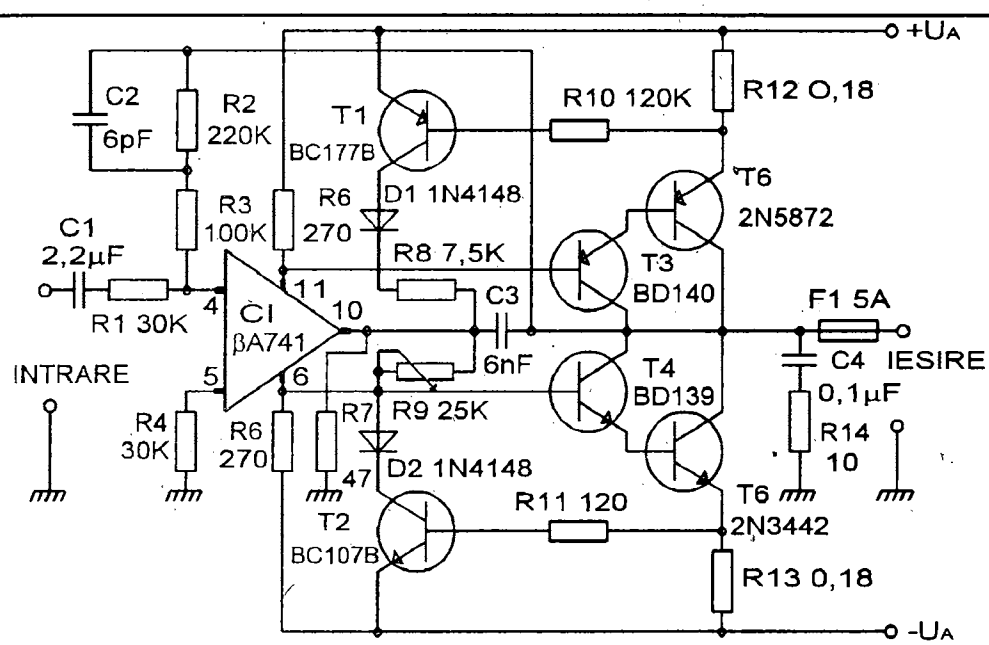
— putere nominală $P_N$=40W;
— impedanţă de sarcină $Z_e$=4Ω;
— impedanţa de intrare $Z_i$=30KΩ;
— alimentare cu energie: sursă dublă de tensiune continuă $U_A$=±20V;
— bandă de frecvenţe: Δf=15Hz ÷ 20.000Hz;
— atenuare la capetele benzii de frecvenţă: A=3dB;
— raport semnal/zgomot S/N≥65dB;
— distorsiuni armonice totale: THD≤0,2%;
— distorsiuni de intermodulaţie: TID≤0,08%.

Schema electrică a amplificatorului este prezentată în fig. 1. Semnalul audio util se aplică prin intermediul condensatorului $C_1$ şi al rezistorului $R_1$ la intrarea inversoare a amplificatorului operaţional βA741. El îndeplineşte în cadrul montajului următoarele funcţiuni:

— etaj de intrare;
— amplificator de tensiune;
— etaj pilot.

Datrită valorii mari a factorului de rejecţie al tensiunii de alimentare SVR deţinut de amplificatorul operaţional βA741, curenţii preluaţi de la sursa dublă de tensiune reproduc cu fidelitate forma de variaţie în timp a semnalului amplificat, fiind totodată în opoziţie de fază ($\tau(I_1)=\tau(I_2)+180^\circ$). Aplicând la ieşirea amplificatorului operaţional βA741 o sarcină optimă ($R_7$=47Ω) el devine practic un generator de curent care poate pilota un etaj final constituit din ramuri de complementare NPN şi PNP, dimensionat corespunzător sarcinii utile în ceea ce priveşte curentul nominal de lucru al amplificatorului. Etajul final este format din doi dubleţi complementari amplificatori de curent de tip Darlington, şi anume T3T5 de tip PNP şi T4T6 de tip NPN. Semnalul amplificat în tensiune, preluat de pe ramurile de alimentare pozitivă şi negativă a circuitului integrat βA741 este aplicat simultan celor doi dubleţi complementari (în bazele tranzistoarelor T3 şi T4). În urma acestui fapt se obţine amplificarea în curent (şi practic amplificarea în putere) a semnalului audio util, fapt urmărit iniţial. Amplificarea generală a montajului este reglementată de bucla generală de reacţie negativă, formată din grupul R2,C2,R3,R1, A=(R2+R3)/R1. Rezistoarele R2 şi R3 determină totodată şi o reacţie negativă în curent continuu, fapt care are ca efect menţinerea unei tensiuni nule de ieşire în regim static de funcţionare a montajului (în lipsa semnalului de intrare). Acest lucru este valabil şi dacă cele două tensiuni de alimentare $U_A$ şi $-U_A$ nu sunt perfect egale în valoare absolută. În vederea asigurării unei stabilităţi sporite a amplificatorului operaţional βA741 în zona limitei superioare a benzii de audiofrecvenţă, s-a asigurat o compensare în frecvenţă prin amplasarea condensatoarelor C2 şi C3, în zona buclei de reacţie negativă generală. Condensatorul C2 nu permite amplificarea frecvenţelor ultrasonore (f>20KHz) iar condensatorul C3 introduce o compensare în frecvenţă cu avans de fază, în vederea optimizării formei semnalului de ieşire amplificat în zona frecvenţelor înalte (f>10KHz).

Fig. 1



Valorile rezistoarelor R5 şi R6 s-au ales astfel încât în regim static de funcţionare cei doi dubleţi complementari să fie aproape blocaţi (funcţionarea etajului final în clasa AB). S-a asigurat printr- un artificiu suplimentar reglajul curentului de mers în gol, determinat de relaţiile:

$R5=R6$

$(R5+R6)(I_{10}+I_d) \leq 2,4V \quad (4 \times 0,6V)$

unde:

$I_{10}$ - curentul de mers în gol al amplificatorului operaţional $\beta$A741, $I_{10}=1,7mA$ (dată de catalog)

$I_d$ - curentul prin rezistoarele R5 şi R6

În urma efectuării calculelor se obţine:

$R5=R6=270\Omega$

La elaborarea schemei electrice a montajului s-a ţinut cont de posibilitatea apariţiei unor distorsiuni, din cauzele:

— distorsiuni neliniare de nesimetrie a potenţialului de ieşire, care pot apărea pronunţat la livrarea puterii nominale;

— distorsiuni de tip CROSSOVER (neacordarea semialternanţelor tensiunii amplificate, la trecerea prin zero a semnalului audio util).

Distorsiunile neliniare de nesimetrie s-au eliminat din start, printr-o polarizare adecvată a etajului final, astfel încât bucla de reacţie negativă de curent continuu, formată din rezistoarele R2 şi R3, aplicată circuitului integrat $\beta$A741 menţine în permanenţă simetric potenţialul de ieşire faţă de tensiunile de alimentare $U_A$ şi $-U_A$ (deci $U_{ieşire}=0$ când $U_i=0$), chiar şi în cazul în care acestea nu sunt perfect egale în valoare absolută. Distorsiunile neliniare de tip CROSSOVER s-au eliminat prin amplasarea grupului R8R9, care face posibil un reglaj fin al curentului de mers în gol propriu celor doi tranzistori finali ($I_0=40mA$).

În vederea protejării amplificatorului la suprasarcină şi la scurtcircuit s-au prevăzut mijloace de protecţie simple şi eficiente. Grupurile T1D1 şi T2D2 realizează în momentul suprasarcinii o protecţie la supracurent de tip CLIPPING (limitarea curentului maxim de ieşire la o valoare prestabilită). Rezistoarele R12 şi R13 au rolul de senzori de suprasarcină, deoarece imediat ce curentul de ieşire depăşeşte valoarea maximă ($I = \sqrt{2} \cdot (1,05...1,15)\, I_N$) căderile de tensiune de pe acestea determină intrarea în stare de conducţie a tranzistoarelor T1 şi T2. Acest fapt implică blocarea curenţilor din bazele tranzistoarelor T3 şi T4, deci în final blocarea curentului livrat de cei doi dubleţi complementari.

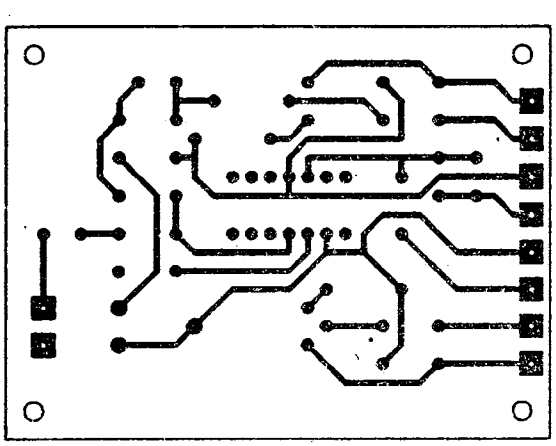
Rezistoarele R12 şi R13 amplasate în emitorii tranzistoarelor finale T5 şi T6 îndeplinesc în acelaşi timp funcţia de reacţii negative locale de curent. Deşi ele reduc într-o mică măsură puterea de ieşire a etajului final, faptul este pe deplin compensat de îmbunătăţirea calitativă funcţională a acestuia. De asemenea acest amplasament sporeşte stabilitatea termică generală a etajului final într-un domeniu larg de temperaturi de funcţionare, deoarece imediat ce apare, datorită încălzirii, tendinţa de modificare a curentului de mers în gol, se produce modificarea căderii de tensiune la bornele celor două rezistoare, restabilindu-se prin compensaţie situaţia iniţială stabilă în privinţa polarizării.

Pentru asigurarea stabilităţii montajului la frecvenţe înalte şi totodată la funcţionarea în regimuri tranzitorii (porniri, opriri, creşteri bruşte de sarcină) s-a prevăzut filtrul BUCHEROT format din grupul C4,R14. El are rolul de a împiedica funcţionarea amplificatorului în zona frecvenţelor ultrasonore, blocând introducerea acestora în bucla de reacţie negativă C2,R2,R3,R1 ce reglementează amplificarea finală a montajului. Protecţia la scurtcircuit accidental al sarcinii este asigurată de prezenţa pe traseul circuitului de ieşire al amplificatorului a siguranţei fuzibile F1.

**Realizare practică şi reglaje**

Montajul se realizează practic pe o plăcuţă de sticlostratitex placat cu folie de cupru. Modul de realizare a cablajului imprimat este prezentat în fig. 2, iar dispunerea componentelor electrice este prezentată în fig. 3. Din considerente de zgomot minim şi stabilitate în funcţionare a montajului, alimentarea cu energie electrică se execută separat şi anume un grup de conductoare ($\phi=0,75mm$) pentru cablajul plăcuţei (bornele de alimentare marcate) iar pentru cei doi dubleţi împreună cu componentele R12, R13, R14, C4 (dispuse pe altă plăcuţă de cablaj imprimat) alt grup de conductoare ($\phi=1,5mm$).

*(continuare în numărul viitor)*



72,5X55 **Fig. 2**

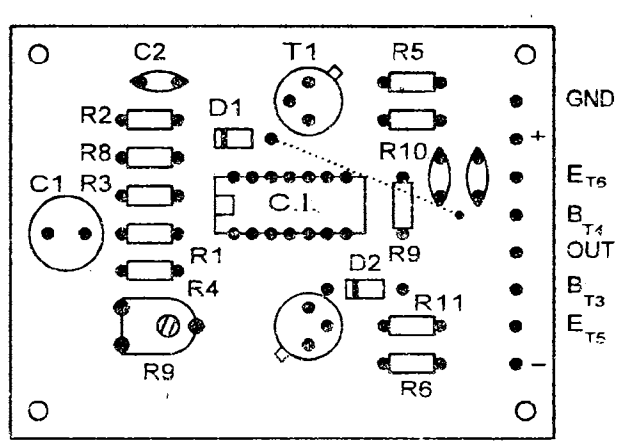



**Fig. 3**

# JOC DE LUMINI

Ştefănescu Cornel - Bucureşti

Vă propunem un joc de lumini tip ghirlandă pentru pomul de iarnă sau alte ocazii de divertisment, putând înscrie chiar unele urări simple.

Schema (fig. 1) oferă un număr mare de efecte, iar prin folosirea la maximum a imaginaţiei la legarea şi dispunerea becurilor, se obţin rezultate ce vor satisface exigenţele multor constructori amatori.

Montajul are la bază două memorii bipolare RAM static (memorie cu acces aleatoriu) de tip SN 7489 (FLQ 101). Dezavantajul acestei memorii îl constituie volatilitatea, adică pierderea informaţiei odată cu întreruperea alimentării, însă calitatea dominantă a memoriilor de tip RAM constă în posibilitatea atât a înscrierii cât şi a citirii informaţiei din orice altă locaţie.

Structura memoriei (fig. 2) este de tip bistabil (latch) de 64 de biţi (16 × 4) împărţită în 16 cuvinte de 4 biţi.

Circuitul are căi separate pentru datele de intrare $I_1$, $I_2$, $I_3$, $I_4$ (pin 4, 6, 10, 12) şi pentru datele de ieşire $D_1$, $D_2$, $D_3$, $D_4$ (pin 5, 7, 9, 11).

Selectarea unui cuvânt din cele 16 se realizează prin aplicarea unei adrese formată din 4 biţi la intrările $A_0$, $A_1$, $A_2$, $A_3$ (pin 1, 15, 14, 13). $A_0$ este bitul cel mai puţin semnificativ. Ieşirile de date sunt de tip OPEN COLLECTOR (colector în gol) iar datele apar inversate faţă de cele înscrise.

Pentru operaţia de înscriere, în afara adresei locaţiei $A_0$ ... $A_3$, circuitului trebuie să i se aplice $\overline{WE}=0$ şi $\overline{CE}=0$, iar pentru operaţia de citire $\overline{WE}=1$ şi $\overline{CE}=0$.

$\overline{CE}$ (pin 2) - condiţionează selectarea circuitului

$\overline{WE}$ (pin 3) - condiţionează înscrierea sau citirea din memorie, funcţionarea circuitului este conformă cu tabelul 1 din fig. 2.

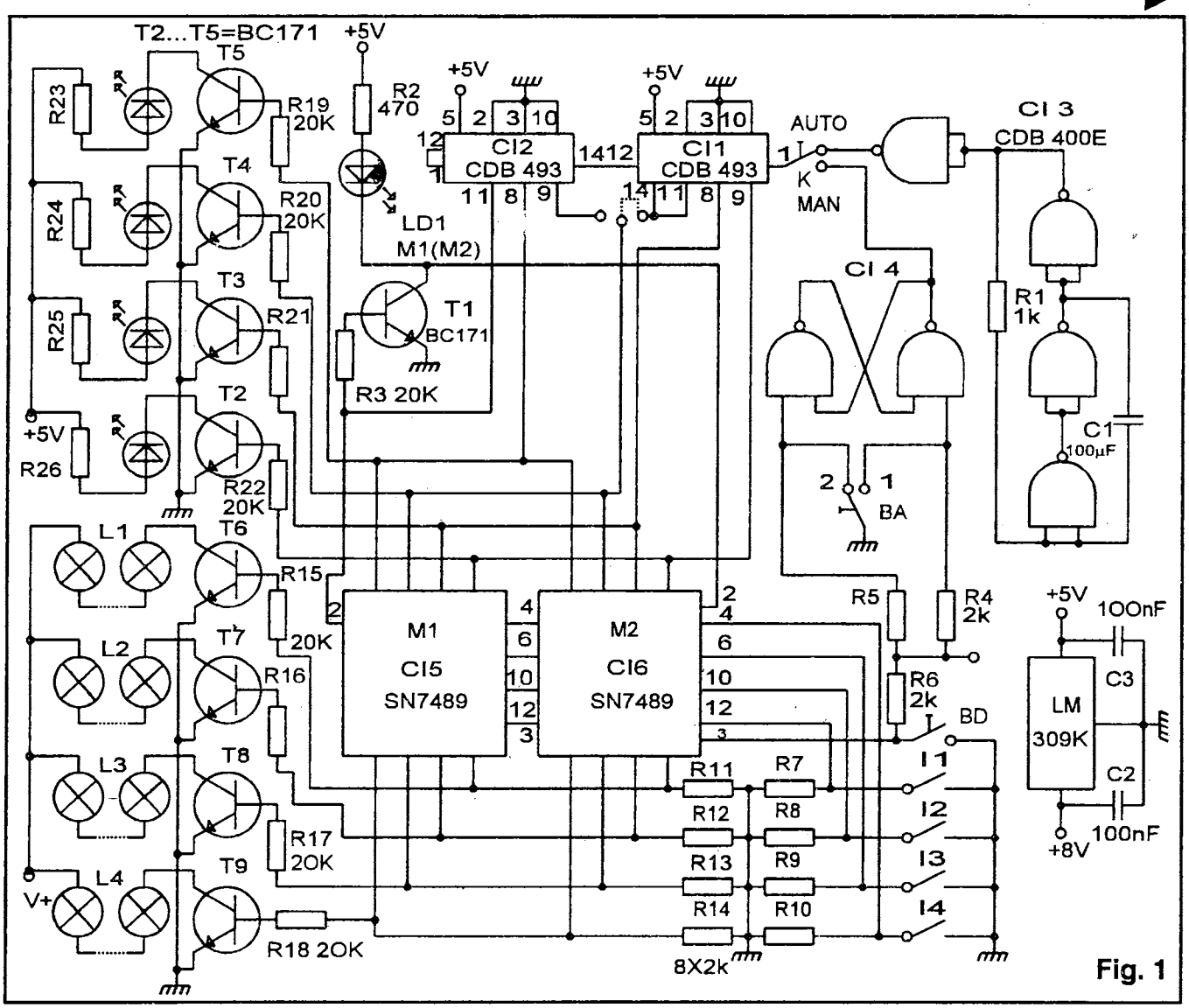



Fig. 1

Adresele locaţiilor de memorie sunt date de un numărător de adrese alcătuit din două numărătoare binare CDB 493 montate în cascadă.

Circuitul integrat CDB 493E (fig. 2) este un numărător binar de 4 biţi, asincron, cu transport succesiv alcătuit din 4 bistabile master-slave interconectate intern formând un numărător divizor cu opt şi un numărător divizor prin doi. Ieşirea divizorului cu doi nu este conectată intern la intrarea numărătorului prin opt, deci cele două numărătoare pot lucra independent, dar trebuie avut în vedere că există o singură linie RESET, controlată printr-o poartă cu 2 intrări (pin 2, 3) care readuce simultan ieşirile celor 4 bistabili în starea 0 logic.

Avansul numărătorului de adrese se realizează:

— automat, cu impulsuri de la un oscilator local, realizat cu porţi ŞI-NU (CDB 400 CI3) după o schemă clasică;
— manual, când se programează memoria, cu ajutorul butonului fără reţinere BA. Pentru a elimina introducerea mai multor impulsuri pe intrarea numărătorului de adrese, datorită contactelor mecanice imperfecte, s-a prevăzut un bistabil R-S realziat cu porţi ŞI-NU (CI4 CDB 400E), acţionat de butonul BA.

Prin comutatorul K este realizată trecerea de pe poziţia automat pe poziţia manual şi invers.

Bitul cel mai semnificativ din numărătorul de adrese împreună cu tranzistorul $T_1$ (BC 171) este utilizat pentru selectarea succesivă a memoriilor. Dioda LED $LD_1$, când luminează, indică selectarea memoriei $M_1$, iar stinsă indică selectarea memoriei $M_2$.

Tranzistoarele $T_2$ ... $T_5$ şi LED-urile aferente $LD_2$ ... $LD_5$ indică adresa locaţiei (cuvântului) din memoria selectată, în care se poate scrie sau citi informaţia. ($LD_2$ corespunde adresei $A_0$).

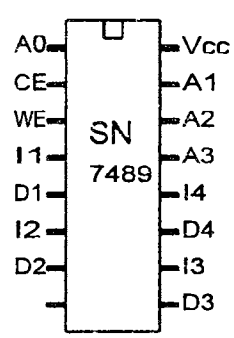
Pe intrările de date sunt montate comutatoare cu reţinere $I_1$ ... $I_4$, cu ajutorul cărora se programează datele de intrare (0 sau 1) pentru a fi înscrise în memorie la adresa dorită.

Pentru programare se procedează în felul următor:

— se trece comutatorul K pe poziţia manual;
— se va fixa adresa 0000, care corespunde la ledurile $LD_2$ ... $LD_5$ stinse;
— se poziţionează cele 4 comutatoare de date (In) după dorinţă;
— se apasă butonul cu revenire BD, astfel datele au fost înscrise în memorie la adresa 0000; la revenirea butonului BD - datele înscrise vor apare la ieşirile de date $D_1$ ... $D_4$ (Atenţie! datele de la ieşire sunt negate).

Pentru vizualizare, o parte din becurile din ghirlandă au fost montate, împreună cu elementele de comandă la ieşirile de date $D_1$ ... $D_4$.

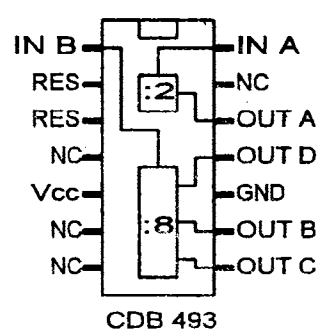
— se apasă butonul BA pentru a avansa adresa de memorie (0001);
— se fixează cele 4 comutatoare de date ($I_1$ ... $I_4$);




TABEL 1

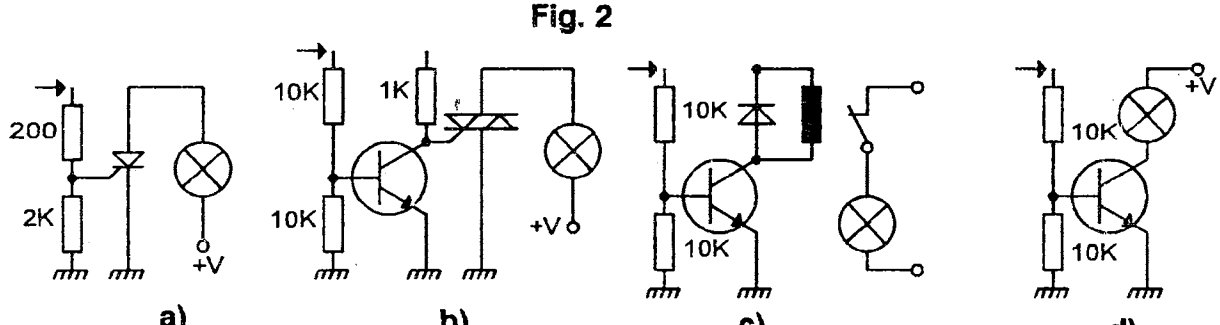
| MOD | $\overline{CE}$ | $\overline{WE}$ | In | $\overline{Dn}$ |
|---|---|---|---|---|
| CITEŞTE | 0 | 1 | X | DATE |
| SCRIE 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| SCRIE 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| NEACTIV | 1 | X | X | 1 |

X=1 sau 0




CDB 493

Fig. 2



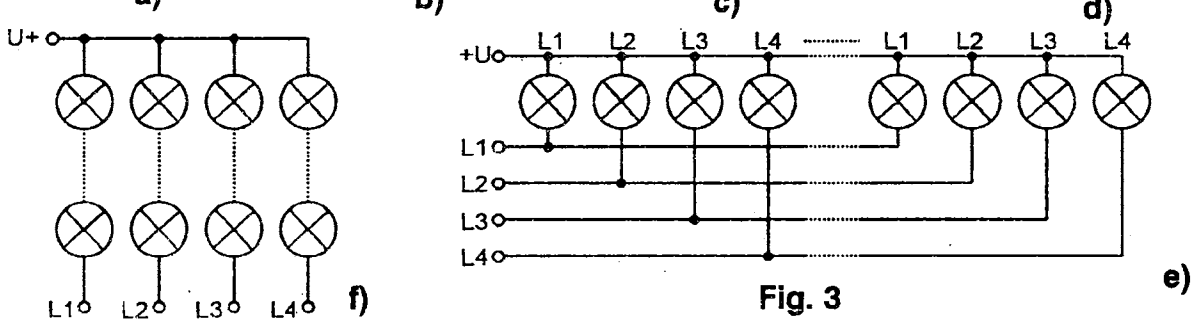
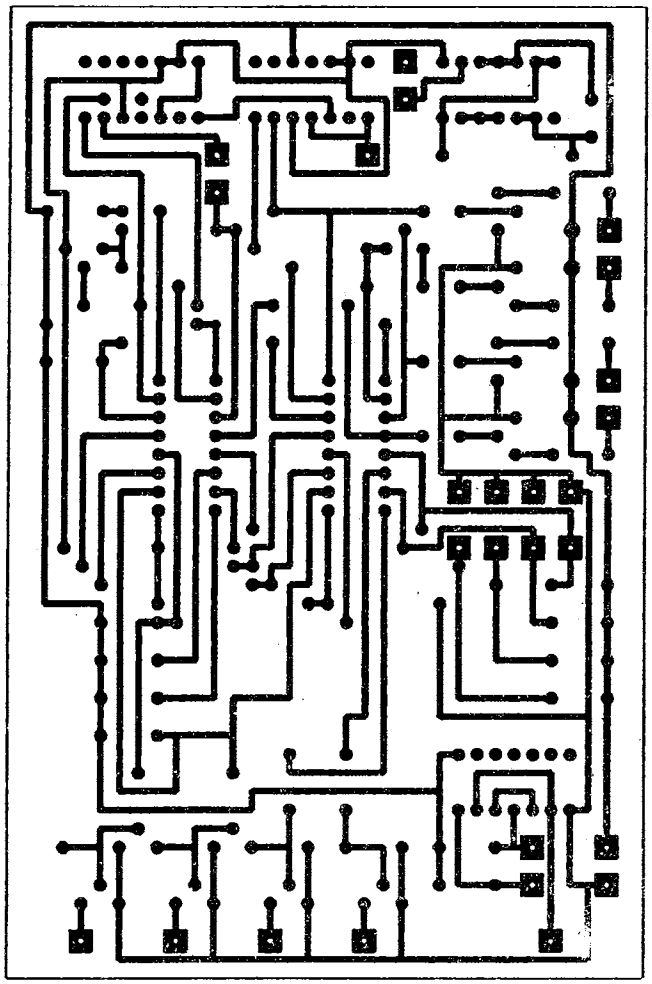



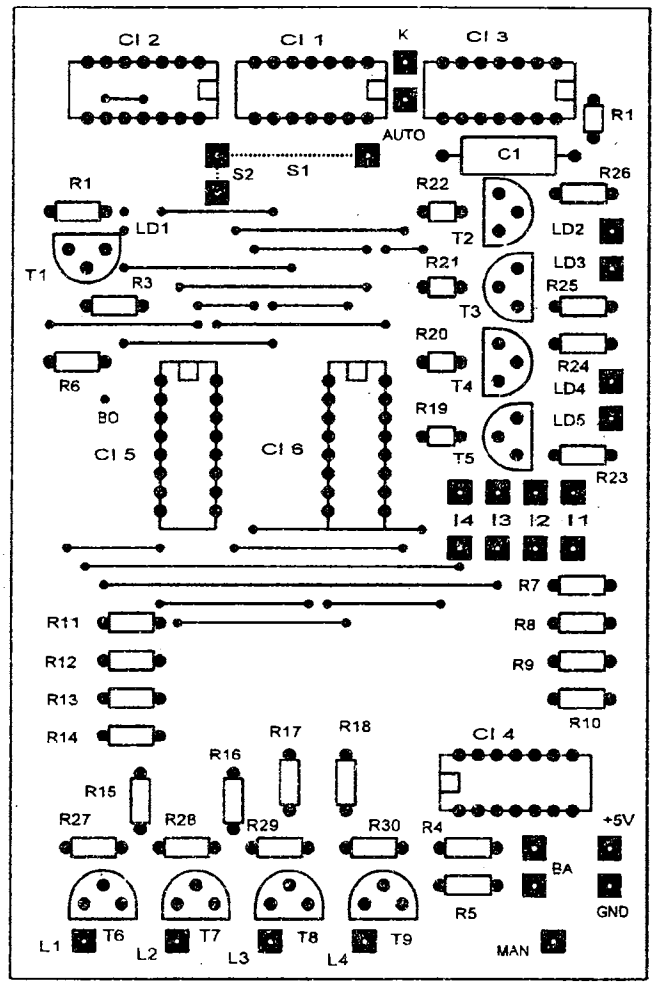

Fig. 3

Fig. 4a



80 X 110

Fig. 4b




| ADRESA | | | | INT. DATE | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A3 | A2 | A1 | A0 | I4 | I3 | I2 | I1 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |

- se repetă de 8 ori
- se trece la următoarea adresă

| ADRESA | | | | INT. DATE | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A3 | A2 | A1 | A0 | I4 | I3 | I2 | I1 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |

- se repetă de 8 ori
- se aprinde LD1 indicând selectarea memoriei M2

| ADRESA | | | | INT. DATE | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A3 | A2 | A1 | A0 | I4 | I3 | I2 | I1 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |

- se repetă de 8 ori
- se trece la următoarea adresă

| ADRESA | | | | INT. DATE | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A3 | A2 | A1 | A0 | I4 | I3 | I2 | I1 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |

- se repetă de 8 ori
- se stinge LD1 indicând selectarea memoriei M1

Fig. 5 Tabel 2

— se apasă butonul BD.

Se repetă operaţiile până la înscrierea tuturor locaţiilor din ambele memorii, după care se poate trece comutatorul K pe poziţia automat.

Datorită modului de conectare a numărătorului de adrese la memorie şi în funcţie de legarea ştrapului $S_1$ sau $S_2$ există mai multe combinaţii de repetare a adreselor:

— pentru $S_1$ făcut memoriile sunt împărţite în două astfel:

— primele opt adrese (0000 ÷ 1111) repetate tot de 8 ori, urmând selectarea memoriei următoare;

— pentru $S_2$ făcut memoriile sunt împărţite în 4, deci primele patru adrese (0000 ÷ 0011) sunt repetate de 8 ori, urmând celelalte adrese repetate de 8 ori ş.a.m.d.

Coloanele luminoase pot fi realizate în mai multe moduri în funcţie de posibilităţi, de exemplu becurile pot fi intercalate în ghirlandă (fig. 3e) astfel ca lumina să se deplaseze într-o direcţie sau alta, creând un efect plăcut

# APRINDEREA ŞI STINGEREA LENTĂ A BECURILOR

ing. Demian Petru

## 1.Prezentare generală

Circuitul prezentat în fig. 1 permite aprinderea şi stingerea progresivă a becurilor B. Pe lângă senzaţia plăcută creată în cazul folosirii acestei scheme la reclamele luminoase, acest circuit mai prezintă avantajul reducerii energiei electrice consumate de becuri (cu mai mult de 60%) precum şi creşterea fiabilităţii acestora (de obicei becurile se ard în momentul conectării pe tensiunea de vârf a reţelei).

CI = MMC4069
D1, D2, D3 = 1N4048
Utilizând piesele indicate se pot comanda grupuri de becuri cu puteri mai mici de 200 W.

## 2. Descrierea funcţionării

Tensiunea reţelei este redresată prin intermediul diodelor D5 ... D8. Alimentarea părţii electronice care asigură comanda pe grilă a tiristorului este asigurată prin intermediul unui stabilizator realizat cu C2, D4, D3, R6, R5.

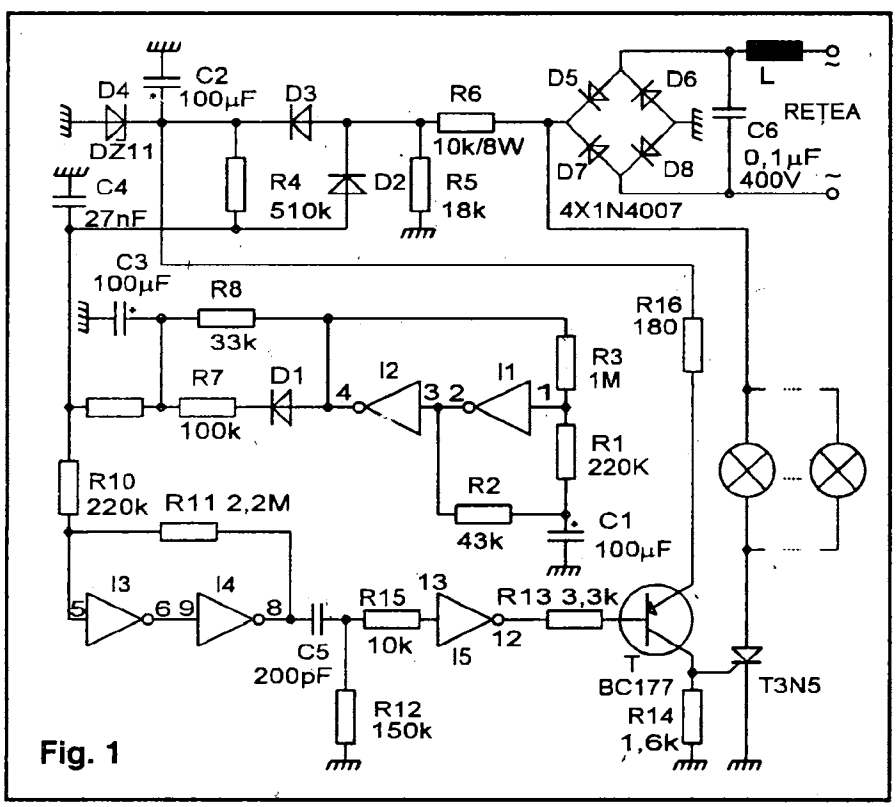



Fig. 1

Inversorul I1, I2 împreună cu rezistoarele R1, R2, R3 şi condensatorul C1 formează un astabil cu perioada de oscilaţie de aproximativ 3 s. Ieşirea inversorului I2 este conectată prin intermediul rezistorilor R7 şi R8 la condensatorul C3 asigurându-se încărcarea şi descărcarea periodică a acestuia. Astfel la bornele condensatorului C3 vom avea tensiuni cu forma de variaţie în timp din fig. 2.

Inversoarele I3 şI4 împreună cu rezistoarele R10 şi R11 realizează un comparator cu histerezis. Atunci când tensiunea reţelei este 0 (sau aproape de 0) condensatorul C4 se va descărca prin intermediul diodei D2. În consecinţă se poate afirma că după fiecare trecere prin 0 a tensiunii reţelei, condensatorul C4 este descărcat, în continuare având loc încărcarea acestuia prin intermediul rezistoarelor R4 şi R9 (fig. 3).

Dacă UC3=UC3min tensiunea la bornele condensatorului C4 rămâne tot timpul mai mică decât jumătatea tensiunii de alimentare şi comparatorul cu histerezis nu îşi schimbă starea (fig. 3b, c) şi nu se vor genera impulsuri de comandă a tiristorului, becul rămânând stins. Dacă tensiunea la bornele condensatorului C3 este apropiată de valoarea maximă (UC3=UC3max) atunci condensatorul C4 se va încărca relativ repede (fig. 3d) comparatorul cu histerezis basculând după un timp relativ scurt comparativ cu perioada reţelei. În această situaţie unghiul de

de lumină dinamică, sau pot fi grupate la un loc (fig. 3f) astfel încât să se succeadă zone de lumină, sau în orice alt mod de conectare.

Menţionăm că numărul becurilor poate fi mult extins în funcţie de puterea elementului de comandă.

Ieşirile de date $D_n$ comandă comutatoarele electronice, care permit aprinderea becurilor în fig. 3 sunt prezentate câteva posibilităţi de realizare a acestor circuite:

a) cu tiristor;
b) cu triac;
c) cu releu;
d) cu tranzistor de putere.

Montajul este alimentat la tensiunea de +5V, furnizată de un regulator de tensiune integrat de tip LM 309K, βM 323 etc.

În fig. 4a) este prezentat cablajul imprimat, simplu strat, scara 1:1, vedere prin transparenţă dinspre componente, iar în fig. 4b) modul de amplasare a componentelor electronice.

În tabelul 2 (fig. 5) prezentăm un exemplu de programare a memoriilor $M_1$ şi $M_2$, pentru jocuri de lumini în cazul când ştrapul $S_1$ a fost făcut.

Având în vedere că adresele se repetă, nu este necesară scrierea informaţiei de fiecare dată în memorie. ♦

comandă a tiristorului este mic ($\alpha_e << 180^0$) becul luminând aproape ca şi când ar fi conectat direct la reţea.

Inversorul I5 împreună cu rezistorii R15 şi R12 şi condensatorul C5 realizează un monostabil. Rolul acestuia este de a comanda tiristorul cu impulsuri scurte în tensiune în scopul minimizării puterii consumate de circuitul de grilă. Întrucât tensiunea la bornele condensatorului C3 creşte şi descreşte exponenţial rezultă că şi unghiul de comandă va avea o lege de variaţie asemănătoare implicând o aprindere şi stingere treptată a becului.

### 3. Detalii practice

Desenul cablajului şi dispunerea pieselor sunt prezentate în fig. 4.

Bobina L împreună cu condensatorul C6 au rolul de a atenua perturbaţiile introduse în reţea ca urmare a intrării în conducţie a tiristorului. Bobina L se realizează înfăşurând pe un miez de ferită un număr de spire de CuEm $\phi$ 0,6 mm. Valoarea inductanţei acestei bobine nu este critică fiind limitată de spaţiul disponibil (cu cât inductanţa are o valoare mai mare, cu atât mai mult sunt atenuate perturbaţiile parazite).

După conectarea tensiunii de alimentare este neceasr să se aştepte aproape 20 s până ce montajul ajunge în regim staţionar (până se încarcă C3 cu tensiunea corespunzătoare).

Dacă se va utilizeaza R6=22KΩ/3W atunci se va alege R1 =220KΩ şi R1=47KΩ. ♦

Fig. 2

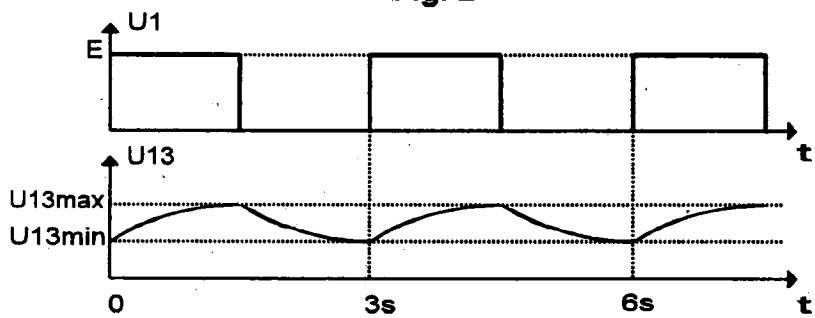



Fig. 3

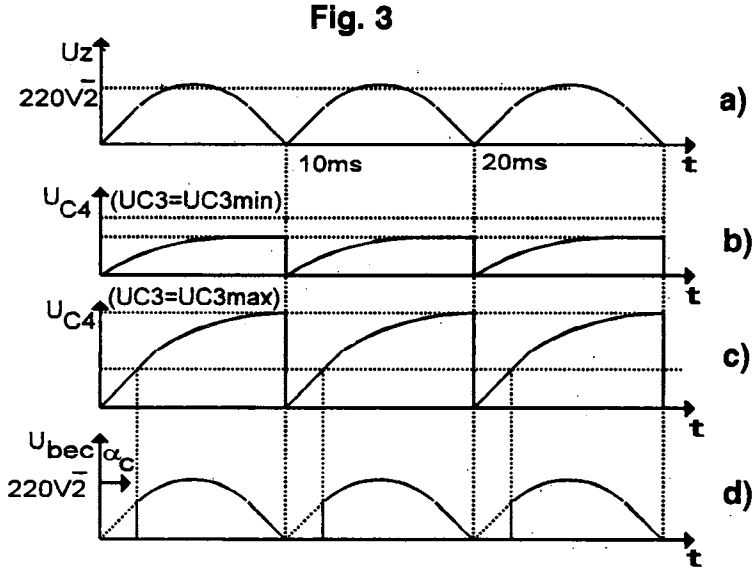
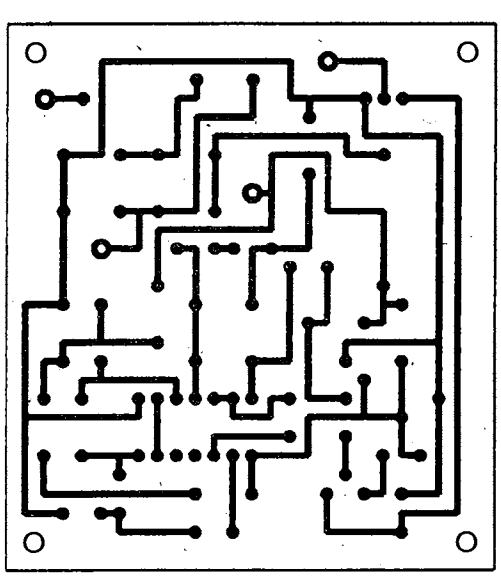
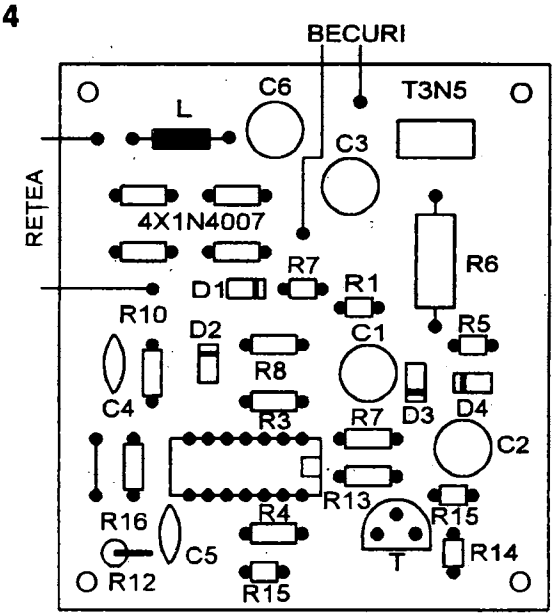



Fig. 4





# ANTENĂ U.U.S. DE MARE EFICIENŢĂ

**Anastase Gheorghe - Constanţa**

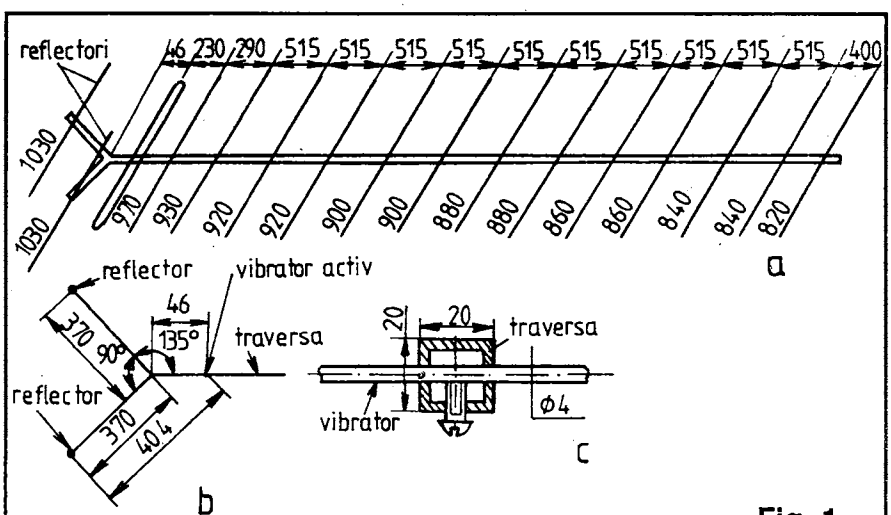



Fig. 1

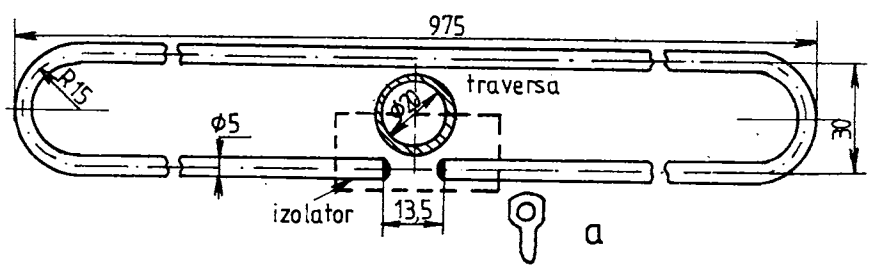



Fig. 2a

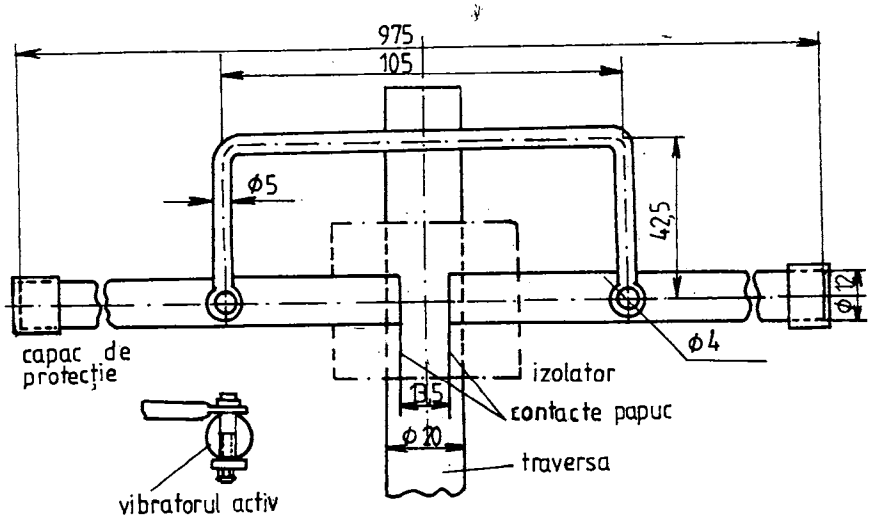



Fig. 2b

Folosirea intensivă de către radioamatori a gamei U.U.S. a determinat în ultimii 20 de ani diversificarea tipurilor de antene destinate acestui domenui de frecvenţă.

O largă răspândire au avut-o în ultimul timp antenele cu traversă longitudinală.

Lungimea traversei unei astfel de antene este de câteva lungimi de undă, iar numărul elementţilor ajunge la mai mult de 20.

Interesul pentru antenele cu traversă longitudinală se poate explica prin faptul că:

- necesită un consum redus de materiale;
- au un câştig bun şi se construiesc uşor.

Antena are şi unele neajunsuri cum sunt:

- slaba atenuare a emisiei spre înapoi;
- îngustarea benzii de lucru odată cu mărirea numărului de elementi.

Modul de construire a antenelor U.U.S. a fost elaborat de cunoscutul radioamator francez F. Tonna (F9FT).

Antenele F9FT au un câştig mare comparativ cu dimensiunile şi masa lor.

Parametrii principali ai antenei F9FT sunt arătaţi în tabel.

Valoarea amplificării antenei depinde de dipolul $\lambda/2$.

În fig. 1 se pot vedea cei 16 elementi ai antenei pentru banda de 2m.

Traversa ei este confecţionată dintr-un profil pătrat cu grosimea peretelui de 1,5 ÷ 2mm, sau ţeavă cu diametrul de 20mm. (Latura pătratului de 20mm).

Elementii pasivi se confecţionează din aluminiu şi au diametrul de 4mm.

Înlocuirea materialului (cupru, alamă, aliaj de aluminiu) nu produce înrăutăţirea parametrilor antenei, cu excepţia masei.

Una din variantele posibile de fixare a reflectorilor şi directorilor este prezentată în fig. 1c.

Vibratorul activ cu impedanţa de 75Ω (fig. 2a) este confecţionat din bară de aluminiu de diametru 5mm (cablu); pentru impedanţa de 50Ω (fig. 2b) se confecţionează din două ţevi de aluminiu de 12mm diametru cuplate printr-o toartă de acord din cablu de

➡

5mm diametru, tot din aluminiu.

**Parametrii principali ai antenei**

| Parametru | Număr de elemenţi | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 9 | 13 | 16 | 21 |
| Gama fv (MHz) | 144--146 | 144--146 | 144--146 | 432--435 |
| Amplificare (dB) | 11,8 | 12,8 | 15,6 | 16,8 |
| Unghi deschidere orizontală | 38° | 34° | 32° | 24° |
| Unghi deschidere verticală | 46° | 38° | 34° | 26° |
| Atenuare lob posterior (dB) | 15 | 20 | 22 | 23 |
| Atenuare maximă lobi laterali | 50 | 50 | 60 | 40 |
| Coeficient de undă statică | 1,3 | 1,2 | 1,2 | 1,1 |
| Lungimea antenei (m) | 3,3 | 4 | 6,4 | 4,6 |

Vibratorul activ trebuie să fie izolat faţă de traversă şi ca izolator poate fi folosit: teflon, sticlotextolit, sticlă organică.

În fig. 3a şi 3b sunt arătate schematic antenele cu 9 şi 13 elemenţi pentru banda de 2m.

Construcţia vibratorului activ cu diferite impedanţe este arătată în fig. 3c şi 3d.

În fig. 4 se prezintă calculul schematic pentru antena de 21 de elemenţi destinată benzii de 70cm.

Distanţele dintre elemenţi, arătate în figură, se folosesc în cazul întrebuinţării cablului de impedanţă 75Ω. Pentru cuplarea antenei la un cablu de 50Ω, distanţele vor fi următoarele:

- reflector-vibrator activ = 139mm;
- vibrator activ-director 1 = 48mm;
- director 1 - director 2 = 68mm;
- director 2 - director 3 = 182mm.

Ceilalţi directori sunt dispuşi la distanţele arătate în figură.

Pentru traversă se foloseşte ţeavă cu profil pătrat cu latura de 16,5mm (sau ţeavă rotundă de 16 - 17mm).

Toate elementele pasive se confecţionează din cablu de aluminiu de diametru 4mm şi se fixează nemijlocit pe traversă (vezi fig. 1c). Vibratorul activ (fig. 4b) se confecţionează din cablu de aluminiu de diametru 5mm şi trebuie izolat în locul de fixare.

La prima vedere se poate crede că legarea directă a cablului asimetric cu vibratorul simetric nu poate da rezultate bune astfel încât raportul de tensiune la capetele vibratorului este la nivelul 2:3, fapt ce duce la formarea emisiei cu polarizare pe verticală şi cu atât mai mult la scăderea coeficientului de amplificare şi a diagramei de directivitate.

Totuşi, experienţele au arătat că antena poate fi alimentată şi având impedanţa de intrare a vibratorului activ adaptată cu impedanţa fiderului de alimentare, dar elementul activ trebuie să fie foarte bine izolat faţă de traversă.

Prin aceasta, practic, aproape toată energia de înaltă frecvenţă se emite de vibratorul activ în spaţiul înconjurător, iar numărul mare al vibratorilor pasivi formează suficient de bine lobul principal al caracteristicii de directivitate, chiar de-a lungul traversei.

În figurile 5 şi 6 sunt arătate diagramele de directivitate, în planul orizontal şi vertical, ale antenei cu 16 elemenţi F9FT pentru banda de 2m.

Pentru a se obţine o amplificare mare, antenele de acelaşi tip se cuplează în sistem. Prin cuplarea a două antene factorul de amplificare creşte cu 2,5dB.

Foarte importantă este distanţa optimă dintre antene.

Pentru antenele cu 16 elemenţi destinate benzii de 2m şi pentru antenele cu 21 elemenţi destinate benzii de 70cm, distanţa optimă este de $2\lambda$.

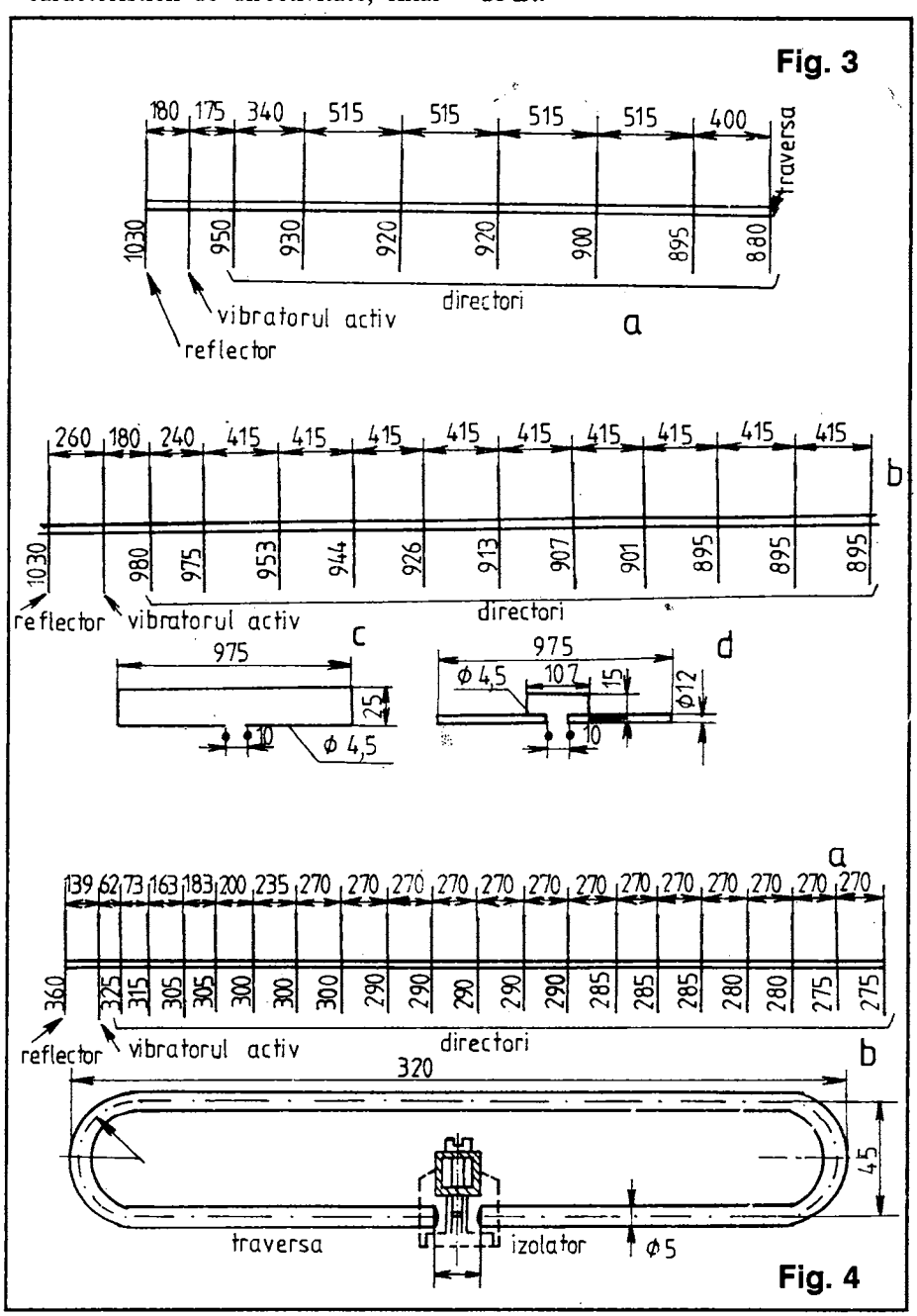



Fig. 3

Fig. 4

În fig. 7 sunt prezentate variantele de compunere a sistemelor de antene.

Dacă trebuie adaptate cu fider de alimentare cu impedanţa de 75Ω, antenele sistemului, format din două antene, care au vibratorii activi de impedanţă 75Ω, este necesar a se proceda astfel:

- vibratorii ambelor antene se cuplează cu ramificaţia fider de alimentare de 75Ω, multiplu de $\lambda/2$ ca lungime ($l_1=l_2=c\cdot n\cdot\lambda/2$, unde n=1, 2, 3, ... iar c este coeficientul de scurtare a cablului) şi cu transformatorul $\lambda/4$ care se confecţionează din cablu de 50Ω ($q_3=\sqrt{q_1\cdot q_2}=\sqrt{37,5\cdot 75}\approx 51\Omega$) de lungime $c\cdot\lambda/4$.

Pentru o bună fazare a sistemului de antene, cablurile centrale ale buclelor se cuplează în punctele A (fig. 7).

Foarte simplu se pot cupla patru antene de acelaşi tip într-un sistem (fig. 7c). În acest caz se folosesc segmente de cablu de impedanţă 50Ω sau 75Ω de lugimi

$l_1=l_2=l_3=l_4=c\cdot n\cdot\lambda/4$.

În fig. 7d este prezentată varianta de cuplare a două antene prin care se obţine caracteristica de directivitate cu polarizare circulară. Astfel de sisteme se folosesc pentru lucrul prin sateliţi şi pentru recepţia semnalelor reflectate de suprafaţa lunii. Antenele se montează perpendicular între ele pe o singură traversă şi pe cât posibil cât mai aproape una de alta.

Pentru adaptare se întrebuinţează segmentele de cablu coaxial cu impedanţa de 75Ω ($l_1=c\cdot n_1\cdot\lambda/4$; $l_2=c\cdot n_2\cdot/2$, unde $n_1=1; 3; 5; ..., n_2=1; 2; 3; ..., l_2-l_1=\lambda/4$) şi 50Ω ($l_3=c\lambda/4$).

În încheiere câteva sfaturi practice:

- se recomandă îmbinarea segmentelor de cablu prin cuple de Î.F.;
- când nu există cuple, capetele cablurilor se lipesc cu acurateţe iar locurile de îmbinare se acoperă cu polistirol;
- ţevile elementţilor se astupă la capete cu dopuri de cauciuc sau material sintetic;
- locul de cuplare a cablului cu vibratorul activ se protejează cu un pahar sintetic;
- pentru ca traversa longitudinală să nu se îndoaie, ea trebuie, în condiţii obişnuite, să fie sprijinită printr-o bară diagonală.

Bara trebuie să fie de aceeaşi lungime pentru antenele sistemului.

*Traducere după "Radio" nr. 3/1983, pag. 18-20* ◆

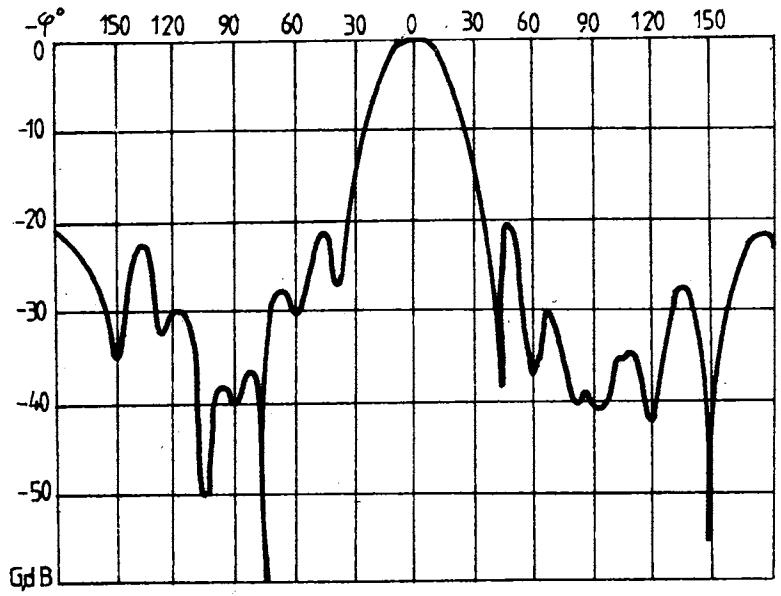



Fig. 5

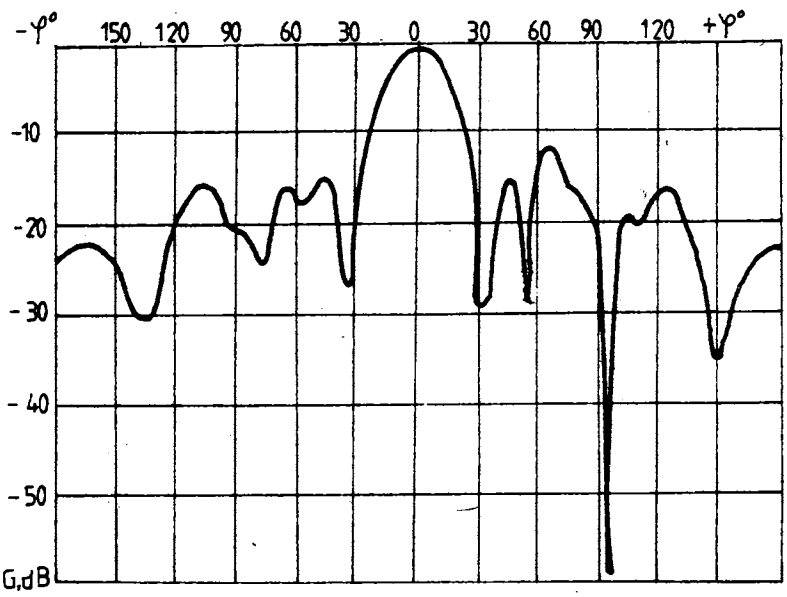



Fig. 6

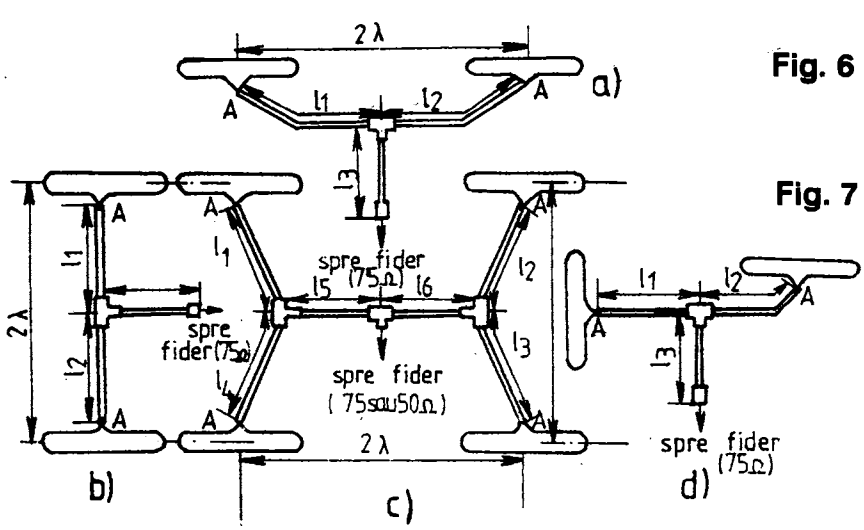



Fig. 7

# MULTIPLICATOR DE FRECVENŢĂ CU GENERATOR AUTOBLOCAT

dr. ing. Andrei Ciontu ■ ing. Radu Mateescu

Metoda uzuală de obţinere a unei frecvenţe multiplu al unei frecvenţe date este distorsionarea semnalului sinusoidal pe frecvenţa dată şi selectarea armonicii dorite.

Elementul distorsionant este de obicei o diodă sau un tranzistor ce conduce pe durata unui puls de curent de deschidere $2\theta$. Reglarea momentului de deschidere este funcţie de amplitudinea semnalului de intrare şi de pragul de deschidere al dispozitivului.

Spectrul acestui semnal este redus, fiecărei armonici corespunzându-i un unghi optim de deschidere ceea ce ridică probleme la termocompensare. Semnalul obţinut prezintă o modulaţie parazită de amplitudine cu frecvenţa fundamentalei care duce la componente laterale la emisie sau la recepţii multiple. Din aceste motive multiplicarea se opreşte la ordinul doi sau trei.

Altă metodă este folosirea unei capacităţi sau inductanţe nelineare, dar necesită montaje complicate şi tensiuni de atac mari greu de obţinut la frecvenţe radio.

Metoda studiată în articolul de faţă se bazează pe faptul că un semnal dreptunghiular are un spectru larg de armonici din care se poate selecta frecvenţa dorită.

Frecvenţa de bază provine de la un oscilator pilotat cu cuarţ având stabilitate ridicată şi trebuie multiplicată pe de o parte pentru că cuarţurile între 1 şi 10 MHz au cea mai bună stabilitate (dată de tipul tăieturii) şi pe de altă parte pentru că cuarţurile de frecvenţă ridicată sunt rar utilizate.

Schema experimentală cuprinde un circuit de formare constituit dintr-un oscilator autoblocat şi un circuit de selecţie (fig. 2).

Oscilatorul autoblocat este un circuit capabil să lucreze în regim de impulsuri la frecvenţe ridicate cu un semnal de ieşire aproape dreptunghiular. Spectrul semnalului său este de forma:

$$C_n(\omega)=\frac{A\cdot\tau}{T}\cdot\frac{\sin\frac{n\cdot\omega\cdot\tau}{2}}{\frac{n\cdot\omega\cdot\tau}{2}}$$

Pentru selectarea unei anumite armonici este de dorit ca armonicile apropiate să fie mai mici, altfel spus trebuie ca armonica cerută să fie pe centrul lobului (fig. 3) ceea ce duce la durata:

$$\tau=\frac{T}{2\cdot n}\cdot(4\pi+L)\qquad(k=1,2,3,....)$$

cu care:

$$C_n(\omega)=\frac{A}{\pi\cdot n}$$

Aceasta este de fapt valoarea maximă posibil de obţinut pentru armonica respectivă.

Circuitul de selecţie nu poate fi un circuit simplu acordat deoarece pentru o atenuare dată:

$$a=\frac{Z_0}{Z}=\sqrt{\left(1+Q^2\left(1-\frac{f_0^2}{f^2}\right)\right)}=Q\left(1-\frac{f_0^2}{f^2}\right)$$

rezultă pentru Q valoarea (luând a=100):

$$Q_+=\frac{100(n+1)^2}{2n+1}=576$$

$$Q_-=\frac{100(n-1)^2}{2n-1}=426$$

valoare ce nu poate fi realizată în practică decât dacă se

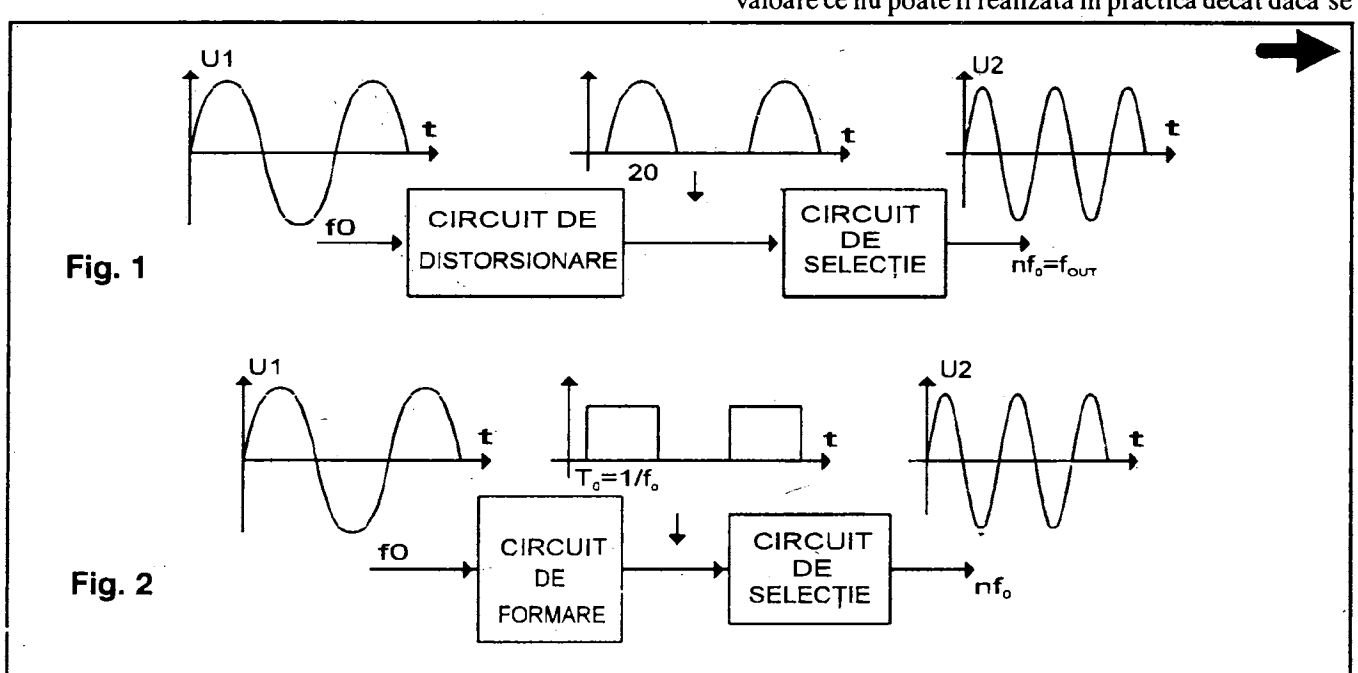



Fig. 1




Fig. 2

foloseşte un cristal de cuarţ.

În cazul folosirii unei perechi de circuite cuplate atenuarea este:

$$a=\frac{1+a^2}{\sqrt{\left(1+A^2-x^2\right)^2+Q^2x^2}}$$

în care:

$$A=k\sqrt{Q_1Q_2};$$

$$K=\frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}+\frac{\sqrt{C_1C_2}}{C};$$

$$x=Q_1Q_2\left(\frac{f_0}{f}-\frac{f}{f_0}\right)$$

obţinându-se pentru Q valorile:

$$Q_+^2=\frac{n\cdot a(1+A^2)(n+1)}{2n+1}$$

$$Q_-^2=\frac{n\cdot a(1+A^2)(n-1)}{2n-1}$$

Luând de exemplu A=2, n=10 rezultă $Q_+=56$ şi $Q_-=49$, valori ce se pot realiza cu uşurinţă.

### Schema de principiu, rezultate experimentale

Schema de principiu cuprinde generatorul autoblocat sincronizat pe cuarţ, având frecvenţa de 2MHz al cărui semnal de ieşire este un impuls de 1,1V amplitudine şi de durată 150ns, cu fronturi de aproximativ 40ns.

Spectrul acestui semnal a fost măsurat şi este dat în fig. 3 la frecvenţa de 20 MHz valoarea armonicii fiind de 20mV.

Această armonică este selectată de o pereche de circuite cuplate cu bobine identice de 0,4$\mu$H, $Q_0$=130, cuplate pe prize de 0,2 respectiv 0,1 pentru obţine un Q în sarcină de 60. Circuitul de ieşire este un amplificator acordat capabil să debiteze putere în sarcină.

Tensiunea de ieşire în gol este de 15mV iar rezultatele măsurătorilor sunt prezentate în tabelul 1.

Dezavantajul acestei metode constă în eventualele complicaţii ce apar la ecranarea montajului, deoarece semnalul parazit de radiaţie poate ajunge de acelaşi ordin de mărime cu semnalul util. Termocompensarea acestui montaj este mai puţin restrictivă, dar se cere efectuată asupra bobinelor perechii de circuite cuplate şi asupra duratei generatorului autoblocat.

Obţinerea unei armonici ridicate cu un circuit simplu fără a fi nevoie de mai multe multiplicări succesive recomandă această metodă în montajele de emisie şi recepţie. ♦

**TABEL 1**

| f(MHz) | 16 | 18 | 20 | 22 | 24 |
|---|---|---|---|---|---|
| U(mV) | 0,07 | 0,08 | 13 | 0,15 | 0,07 |
| a(dB) | -45,3 | -44,2 | 0 | -38,7 | -45,3 |

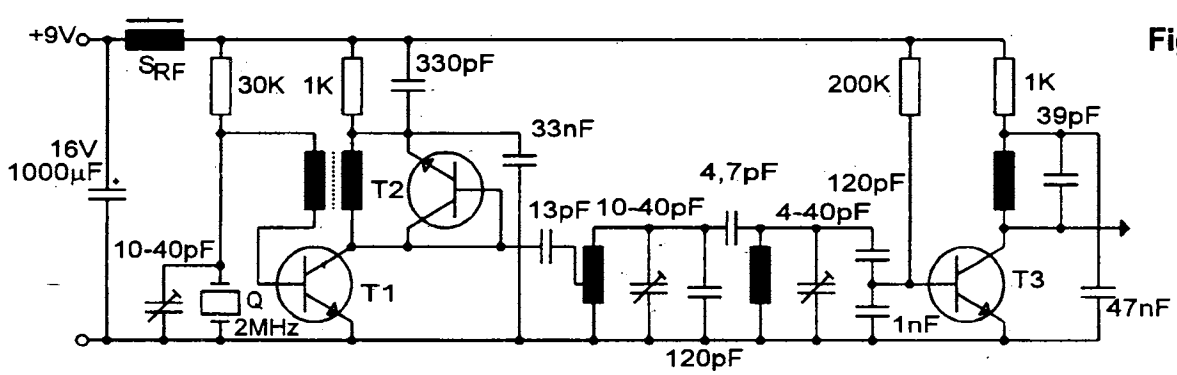



Fig. 3

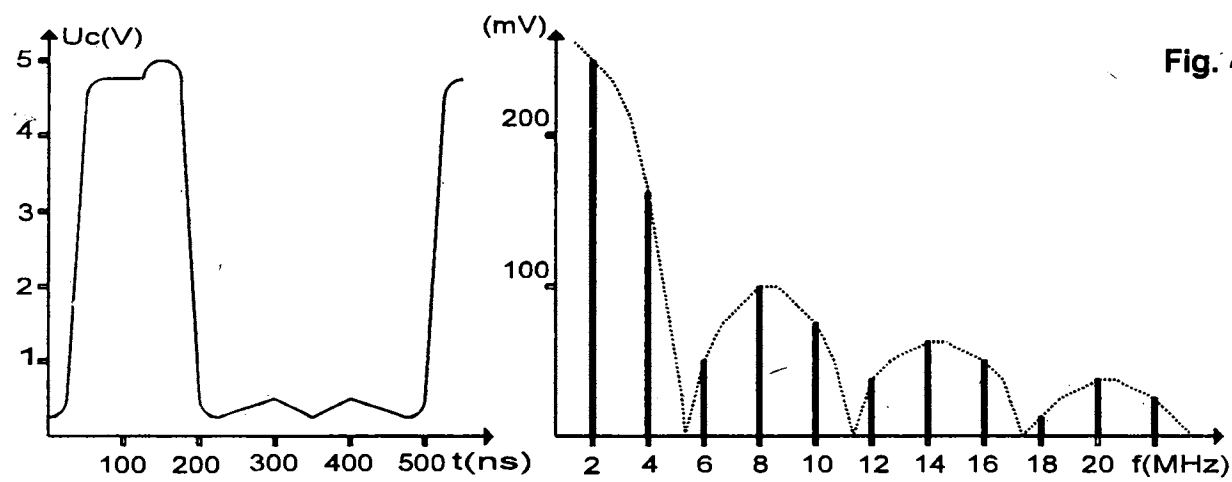



Fig. 4

# TELEVIZOR COLOR SHARP - SERVICE -

ing. Stan Sergiu

*(continuare din numărul trecut)*

## REGLAJE DE CROMINANŢĂ "PAL"

Reglaj crominanţă "PAL"

□ R1810: controlul amplitudinii căii întârziate

□ T1801: controlul fazei căii întârziate

*Notă:* Reglajele de radiofrecvenţă trebuie să fie făcute înaintea acestui reglaj.

1. Recepţionaţi semnalul "bare color PAL'.

2. Conectaţi montajul din figura 8 la TP801, TP802 şi la osciloscop.

3. Setaţi switch-ul S401 de service la poziţia "video cut" pentru a întrerupe semnalul Y.

4. Apăsaţi butonul "N" al telecomenzii.

5. Acţionaţi butonul telecomenzii de control al culorii pentru a regla diferenţa între nivelurile semnalelor de verde şi magenta la 1,5Vv- v ca în figura 9a.

6. Reglaţi R1810 şi T1801 astfel încât forma de undă a semnalului de ieşire să devină ca în figura 9b.

7. Poziţionaţi switch-ul S401 pe poziţia de centru.

Reglaj subpurtătoare culoare PAL: R1804

1. Recepţionaţi semnalul "bare color PAL".

2. Apăsaţi butonul "N" al telecomenzii.

3. Conectaţi osciloscopul la TP2801 (catod roşu)

— nivel: 20V/div.

— baza de timp: 20$\mu$s/div.

4. Reglaţi R1804 astfel încât semnalul de alb (75%) şi semnalul de roşu să aibă acelaşi nivel după cum se arată în figura 10.

## REGLAJE CIRCUIT DE CROMINANŢĂ "SECAM"

Reglaj filtru clopot: T1903

1. Recepţionaţi semnalul "bare color SECAM".

2. Conectaţi osciloscopul la TP901 cu următoarele setări:

— nivel: AC 0,05V/div.

— baza de timp: 20$\mu$s/div.

— sondă: 1/10 (30pF, 10MΩ sau mai mult).

3. Din T1903 reglaţi filtrul clopot astfel încât porţiunile de roşu şi albastru ale semnalului să aibă aceeaşi amplitudune (figura 11).

Reglaj "SECAM KILLER": T1904

1. Recepţionaţi semnalul "bare color SECAM".

2. Conectaţi osciloscopul la TP902 cu următoarele setări:

— nivel: DC 1V/div. (reglaţi corect poziţia veticală)

— baza de timp: 20$\mu$s/div.

3. Reglaţi din T1904 pentru a obţine maximul de tensiune DC (aproximativ 7,5V) la TP902.

*(continuare în numărul viitor)*

Fig. 10

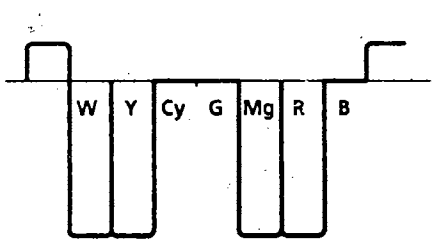
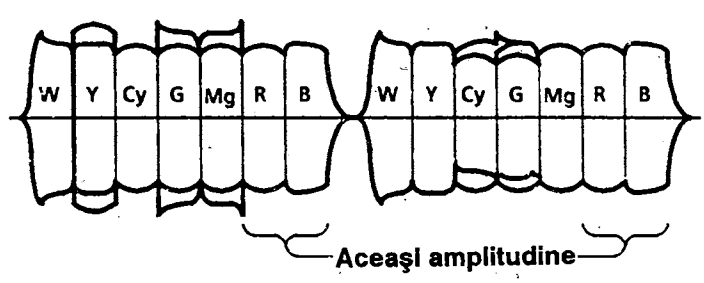



Fig. 11



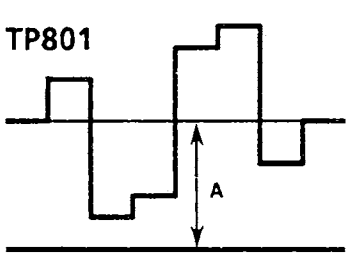




Fig. 12a

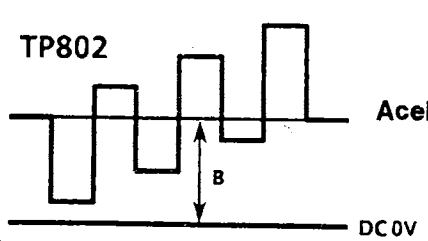



Fig. 12b

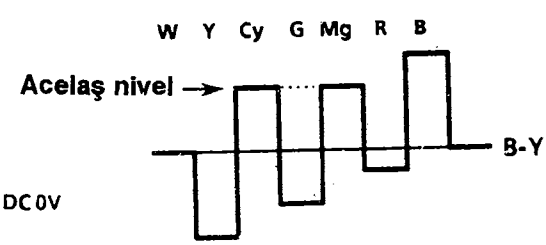
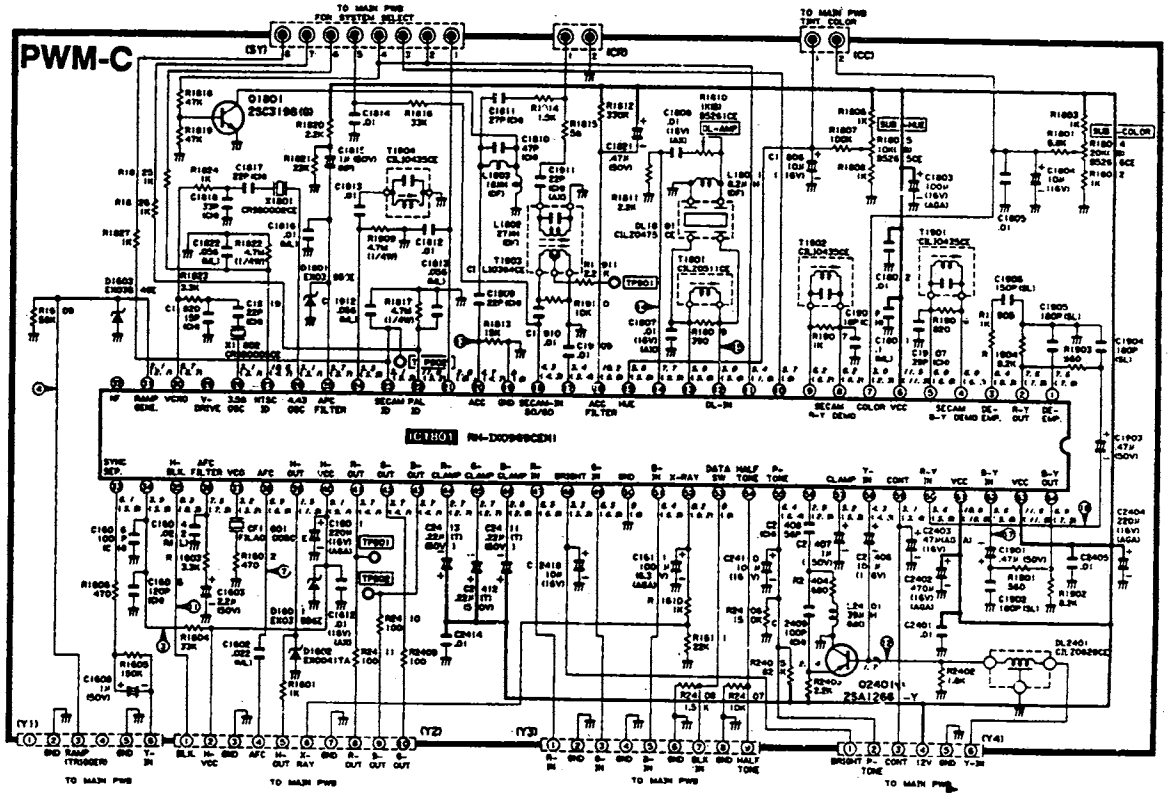
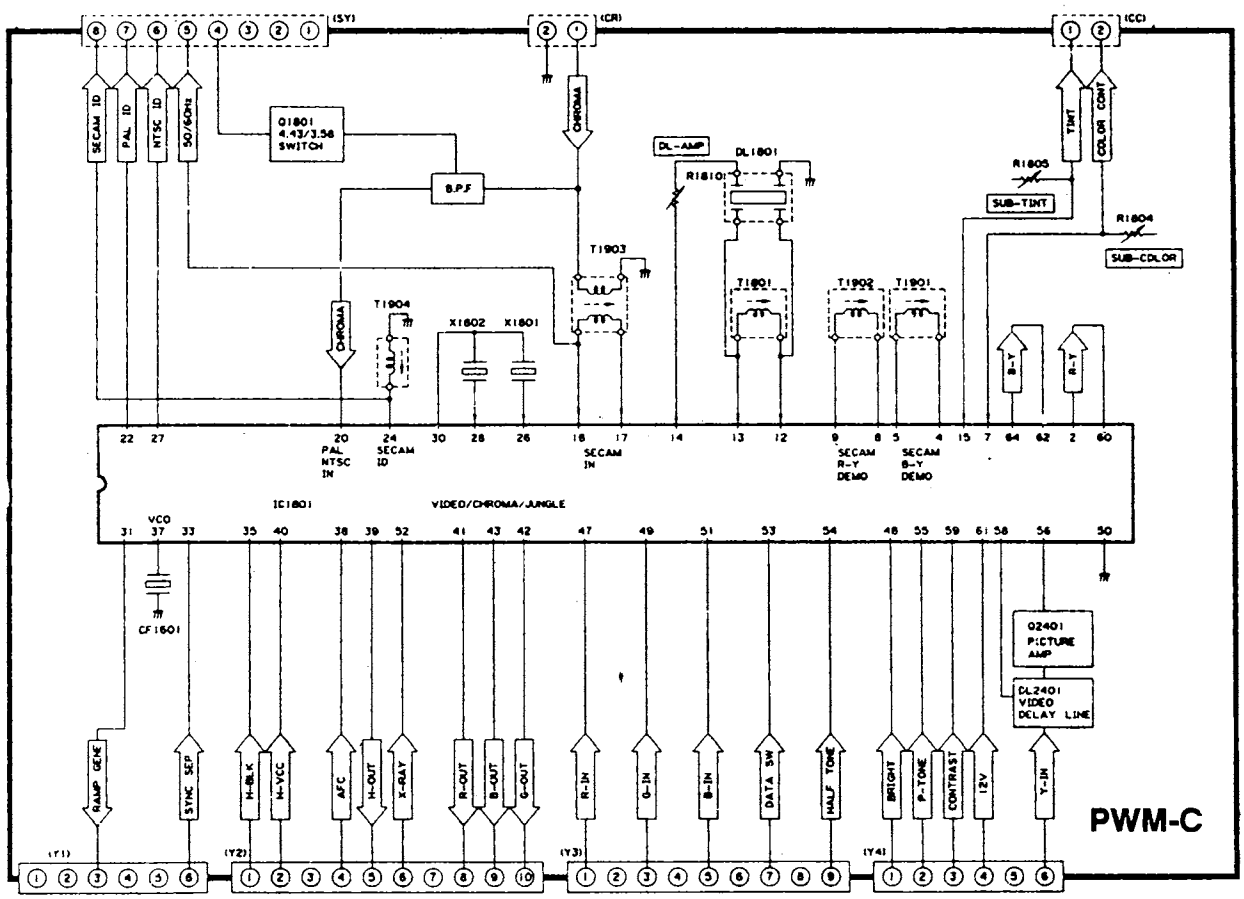



Fig. 13


PWM-C


SECAM ID
PAL ID
NTSC ID
50/60Hz
Q1801 4.43/3.58 SWITCH
B.P.F
CHROMA
DL-AMP
DL1801
R1810
T1903
T1904
T1901
T1902
X1802
X1801
R1805
SUB-TINT
R1804
SUB-COLOR
TINT
COLOR CONT
B-Y
R-Y
PAL NTSC IN
SECAM ID
SECAM IN
SECAM R-Y DEMO
SECAM B-Y DEMO
IC1801
VIDEO/CHROMA/JUNGLE
VCO
CF1601
Q2401 PICTURE AMP
DL2401 VIDEO DELAY LINE
RAMP GENE
SYNC SEP
H-BLK
H-VCC
AFC
H-OUT
X-RAY
R-OUT
B-OUT
G-OUT
R-IN
G-IN
B-IN
DATA SW
HALF TONE
BRIGHT
P-TONE
CONTRAST
12V
Y-IN
PWM-C

# SISTEME DE SUPRIMARE A SPOTULUI LA DECONECTAREA RECEPTOARELOR T.V. DE LA REŢEA

ing. Şerban Naicu

După deconectarea televizorului de la reţea, catodul rămîne un timp fierbinte şi continuă să emită un flux de electroni, iar capacitatea (care poate atinge 4nF) formată pe tubul cinescop între stratul de acvadag şi stratul conductiv exterior, avînd ca dielectric sticla, rămîne încărcată. Datorită faptului că generatoarele de baleiaj (de cadre şi linii) sînt scoase din funcţiune, fluxul de electroni emişi de catod va bombarda centrul ecranului, apărînd un punct luminos foarte intens, care poate persista pînă la 10 minute. Timpul de persistenţă a punctului luminos din centrul ecranului este atît de lung deoarece curentul de fascicul este foarte redus, iar descărcarea condensatorului format de tubul cinescop (T.C.) se face lent. Deşi curentul de fascicul este mic, datorită valorii foarte mari a tensiunii anodice (pînă la 25KV la T.V. color) şi faptului că suprafaţa de impact este foarte mică va rezulta o distrugere ireversibilă a materialului fotosensibil (luminofor) în acel punct, tubul cinescop rămînînd ulterior "pătat" în centrul ecranului.

Pentru a evita acest lucru, toate receptoarele T.V.alb-negru sau color sunt prevăzute cu un circuit special, cu rolul de a înlătura posibilitatea concentrării fasciculului de electroni sub forma unui punct în centrul ecranului la oprirea televizorului.

În principiu, există două posibilităţi (cu mai multe moduri de rezolvare tehnică) de suprimare a punctului luminos şi anume:

— accelerarea fasciculului de electroni cît timp generatoarele de baleiaj mai sunt încă în funcţiune, ceea ce contribuie la dispersarea fluxului de electroni, nedându-i posibilitatea să se concentreze într-un singur punct (procedeu folosit mai ales la receptoarele T.V. echipate cu tuburi electronice în blocurile de baleiaj, deoarece catozii acestor tuburi continuă să rămînă un timp calzi, după deconectare, menţinînd astfel în funcţiune, un timp, generatoarele de baleiaj);

— blocarea curentului de fascicul, prin aplicarea pe unul dintre electrozii tubului cinescop a unui potenţial care determină blocarea acestuia (metodă utilizată la televizoarele echipate cu circuitele de baleiaj cu semiconductoare-tranzistoare sau circuite integrate).

Stingerea spotului luminos la oprire, prin unul din cele două procedee enumerate mai sus, s-a obţinut în diverse moduri practice, în receptoarele T.V. alb-negru sau color (echipate cu tuburi, hibride, cu tranzistoare sau C.I.) în funcţie de evoluţia proiectării acestor aparate.

Astfel, la receptoarele T.V. cu tuburi şi hibride stingerea punctului luminos se face, în general,prin accelerarea curentului de fascicul la deconectarea televizorului de la reţea (deci, prin accelerarea descărcării condensatorului bornei F.I.T.).

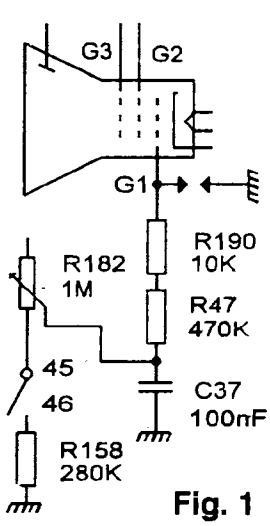



Fig. 1

Fig. 2

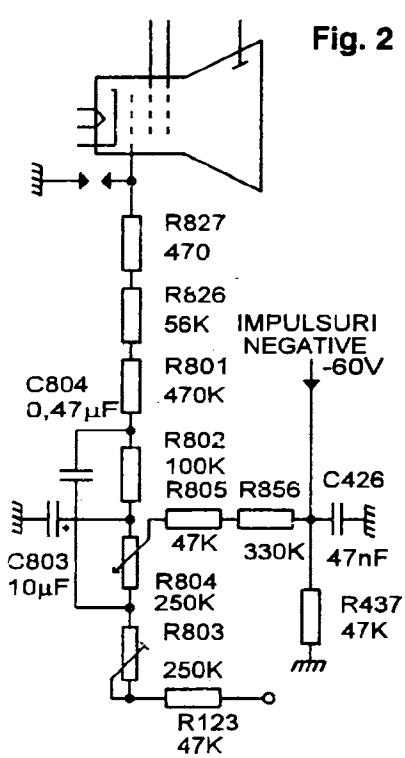
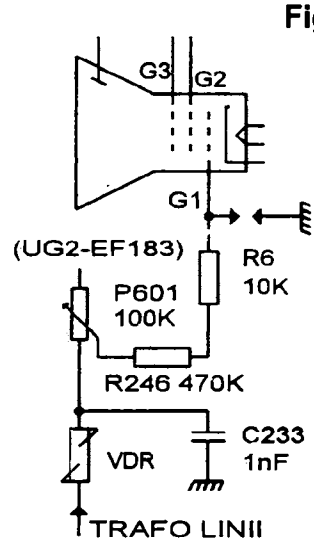



Fig. 3



Metodele alese în vederea atingerii acestui scop sunt diverse şi constau, de exemplu, în menţinerea, după oprirea televizorului, a pozitivării grilei de comandă a tubului (G1 sau Wehnelt), la T.V. de tip STASSFURT, ORION, COSMOS sau prin menţinerea pozitivării grilei de accelerare (G2 sau ecran) la T.V. de tip VENUS, MIRAJ.

Un mod simplist de suprimare a spotului, prezentat în figura 1, prin creşterea potenţialului grilei de comandă (G1) şi deci creşterea curentului de fascicul, prin utilizarea unui comutator mecanic este folosit în T.V. ORION AT611 şi COSMOS1 şi 2. La deconectarea de la reţea prin comutatorul mecanic (45-46) cuplat la comutatorul de reţea se desface de la masă capătul negativ al potenţiometrului de luminozitate (R182). În acest fel pe G1 a T.C. se aplică un potenţial pozitiv ridicat, prin R47 şi R190, ceea ce duce la creşterea curentului de fascicul.

La televizoarele cu tuburi tip STASSFURT T205 şi ST106 se urmăreşte acelaşi lucru (creşterea potenţialului G1), dar realizarea practică este diferită, fiind prezentată în figura 2.

Se observă că polarizarea grilei Wehnelt se face cu potenţialul de pe cursorul potenţiometrului de luminozitate R804, prin intermediul rezistorilor R802, R801, R826 şi R827. La capetele potenţiometrului se aplică, prin R123 şi R803, tensiunea de +123V, din anodul tubului final video, iar la celălalt capăt tensiunea de -60V (prin R805 şi R806) provenită din redresarea impulsurilor de întoarcere linii (cu dioda D404, nefigurată).

La deconectarea alimentării T.V. tensiunea de -60V, care a încărcat condensatorul C426, va dispărea rapid descărcându-se pe R437. În schimb tensiunea de pe celălalt capăt al potenţiometrului de luminozitate (pozitivă) care a încărcat condensatorul electrolitic C803 se descarcă lent, menţinând pe grila de comandă (G1) o tensiune mare pozitivă, care va determina un curent de fascicul ridicat (400$\mu$A), corespunzător unei străluciri (luminozităţi) maxime.

În figura 3 prezentăm modalitatea de stingere a punctului luminos utilizată în receptorul T.V. de tip COSMOS3 VS 59-642. În principiu se urmăreşte acelaşi lucru ca şi în cazurile precedente.

Condensatorul C233 se încarcă la diferenţa de potenţial (15...20V) dintre tensiunea pozitivă aplicată prin intermediul potenţiometrului de luminozitate R601, provenită de la grila ecran a tubului EF183 (AFI-cale comună) şi cea negativă furnizată prin VDR de la transformatorul de linii (cursa inversă). Valoarea rezistenţei varistorului este mică (fiind invers proporţională cu tensiunea aplicată la bornele sale). La oprirea televizorului, amplitudinea impulsurilor negative de la transformatorul de linii scade brusc, crescînd tensiunea aplicată pe VDR, ceea ce determină creşterea rezistenţei acestuia. În acest fel tensiunea la bornele condesatorului C233 va creşte brusc. Această tensiune pozitivă se aplică prin intermediul rezistorilor R246 şi R6 grilei Wehnelt (G1) a T.C. determinând creşterea curentului de fascicul, respectiv descărcarea rapidă a condensatorului de FIT format de T.C. şi implicit protecţia luminoforului.

La receptorul portabil SPORT E-31-110° se obţine stingerea spotului la oprire prin realizarea unei pozitivări puternice a grilei de comandă a cinescopului. Acest lucru se poate urmări în figura 4. Montajul funcţionează astfel: pe condensatorul C505 există o tensiune negativă de cca. -150V obţinută prin redresarea pe VDR (element neliniar simetric) a impulsurilor negative primite de la transformatorul de linii. La celălalt capăt al potenţiometrului de luminozitate R506 se aplică o tensiune mare pozitivă de +105V prin intermediul lui R508. Condensatorul electrolitic C133 se încarcă la această valoare. La oprirea T.V. condensatorul C505 se descarcă rapid, cu o constantă mică de timp prin R509, R506, R508. În schimb C133 (care filtrează tensiunea de +105V de alimentare a etajului final video) se descarcă lent, prin R508, R506 asigurînd pe grila de comandă a T.C. o tensiune pozitivă lent descrescătoare. Curentul de fascicul creşte iar capacitatea anodică a cinescopului se descarcă rapid, scăzând tensiunea de FIT sub valoarea la care spotul se stinge.

*(continuare în numărul viitor)*

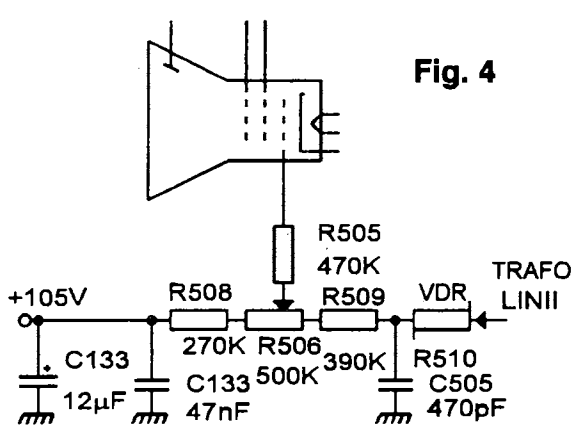



Fig. 4

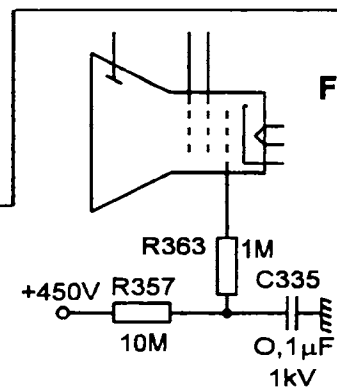



Fig. 5

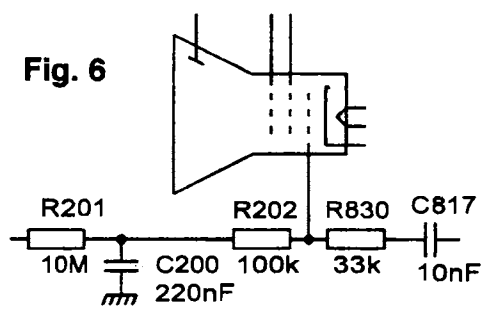



Fig. 6

ISSN 1220 6741

Lei 800

Sperând într-o colaborare cu dv. vă comunicăm că puteţi face abonament direct la editură. Pentru aceasta trimiteţi un mandat poştal cu confirmare de primire pe adresa **REVISTA "ELECTRONISTUL" BUCUREŞTI OF. POŞTAL 5 CĂSUŢA 51 (prin reprezentant** *STAN SERGIU*).
**( cont bancar nr. 40.80.0.201.1 - B.C.R. 5 )**

La rubrica "Loc pentru corespondenţă" menţionaţi numerele revistelor pe care le doriţi (numerele 12, 13, 14, 15, 16, 17 şi 18 sunt disponibile).

Pentru a asigura trimiterea revistelor în plic (cu greutate) recomandat, editura suportă jumătate din cheltuielile de expediere. Ca urmare dv. trebuie să achitaţi **900 lei** pentru fiecare număr pe care îl comandaţi.

## ABONAMENTE 1994

**Pentru revista ELECTRONISTUL numerele 18, 19, 20, 21, 22, 23 (cu aparlţle în 1994) abonamentele se pot face şi la oficiile poştale.**

**Revista ELECTRONISTUL este înregistrată la nr. 5032 în "Catalogul publicaţlllor".**